# LE HAUT-PARLEUR

24 CASSETTES AUDIO AU BANC D'ESSAIS

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO. ELECTRONIQUE. REALISATIONS




BELGIQUE : 120 F.B. ● CANADA : 2,95 $ ● SUISSE : 6 F.S. ● ESPAGNE : 355 PTAS ● LUXEMBOURG : 127 F.L.

T 1843 - 1743 - 19,00 F

3791843019003 17430

15 AOÛT 1987
N° 1743 - LXIIe ANNÉE




**Notre couverture :**

Les supports magnétiques évoluent, ceux dédiés aux cassettes audio n'échappent pas à la règle. A en croire les chiffres annoncés, les performances gagnent 1,5 dB de dynamique par année, ce qui, dans l'état actuel de la technique, porterait la cassette audio analogique au niveau du numérique dans une vingtaine d'années ! Avant le DAT, pour y voir plus clair, lire notre essai de vingt-quatre cassettes pages 24 et 39.

*Photo et conception : D. Dumas.*

**LE HAUT-PARLEUR**

**2 à 12, rue de Bellevue**
**75940 PARIS CEDEX 19**
**Tél. : 16 (1) 42.00.33.05**
**Télex : PGV 230472 F**

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
Président-directeur général et Directeur de la publication : **M. SCHOCK**
Directeur honoraire : **H. FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **A. JOLY**
Rédacteurs en chef adjoints : **G. LE DORÉ**, **Ch. PANNEL**
Abonnements : **O. LESAUVAGE**
Directeur des ventes : **J. PETAUTON**
Promotion : S.A.P., **Mauricette EHLINGER**
70, rue Compans, 75019 Paris, tél. : 16 (1) 42.00.33.05

**ADMINISTRATION - REDACTION - VENTES**
**SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIOELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES**
**Société anonyme au capital de 300 000 F**

**PUBLICITE :**
**SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE**
**70, rue Compans - 75019 PARIS**
**Tél. : 16 (1) 42.00.33.05**
**C.C.P. PARIS 379360**

Directeur commercial : *Jean-Pierre REITER*
Chef de Publicité : *Patricia BRETON*
assistée de : *Joëlle HEILMANN*

Commission paritaire N° 56 701

**Distribué par « Transport Presse »**






**Dépôt légal : Août 1987 - N° EDITEUR : 1017**
**ABONNEMENTS 12 numéros : 228 F**
*Voir notre tarif spécial abonnements page 114*

**LES REALISATIONS « FLASH »**










# Sommaire

N° 1743

# LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

## A VOS APPAREILS PHOTO

Après Euro 86, Agfa-Gevaert a décidé d'intensifier son aide à la Fédération d'athlétisme en vue de la préparation des athlètes pour les Championnats du monde qui se dérouleront à Rome en septembre 1987, l'objectif final étant Séoul 1988.
Pour cette opération, Agfa a pour partenaires les sociétés BNP, Mannesmann-Tally, Adidas, Egor, Olympic-Obol, Sopev qui ont toutes renouvelé leur soutien à l'athlétisme.
A l'occasion des Championnats de Rome, la FFA lance un concours intitulé « Concours du jeune reporter Agfa ». Ce concours, ouvert à tous les jeunes garçons et filles de moins de 18 ans, récompensera la plus belle photo réalisée sur le thème de l'athlétisme. Le grand gagnant sera invité à Séoul pour les jeux de 1988.

## CABLE INTERACTIF A GENNEVILLIERS

La Direction générale des télécommunications a commandé un nouveau site câblé en optique à Gennevilliers. Cette ville de la banlieue parisienne est le huitième site câblé par Alcatel CIT et Alcatel Câbles de Lyon, groupement piloté par la division des Réseaux câblés de vidéocommunications d'Alcatel CIT.

Cette nouvelle commande confirme la confiance de l'administration dans les réseaux à distribution optique étoilée (réseaux IG), dont plus de 50 000 prises sont déjà en service.
Le réseau de Gennevilliers comprend 15 000 prises et comporte plusieurs aspects originaux :
– A la demande de la municipalité, une zone de 9 000 logements sera câblée à « 100 % », c'est-à-dire que tous les logements des immeubles concernés seront raccordés au réseau ; leur antenne collective, devenue inutile, sera remplacée par un réseau optique permettant d'offrir de nombreux services interactifs.
– Chaque centre de distribution dispose de plusieurs canaux TV remontants, qui permettront à certains usagers, 1 % du total, d'émettre des images ou des programmes en direction des autres abonnés du réseau de Gennevilliers.

## MICROTEL, PORTES OUVERTES

Les 250 clubs Microtel ouvrent leurs portes au public le 26 septembre de 10 heures à 18 heures. Ce sera l'occasion de découvrir leurs dernières réalisations en informatique, en télématique (création d'un serveur par exemple), en robotique, de connaître les cours qu'il est possible de suivre, et de rencontrer les responsables de l'association.
Microtel est avant tout une organisation nationale de clubs d'informatique en France, à laquelle plus de 50 000 personnes ont adhéré.
**Renseignements : Fédération nationale Microtel, 9, rue Huysmans, 75006 Paris. Tél. : (1) 45.44.70.23/24, ou directement sur minitel, 36 14 code ADEMIR.**

## AGFA PLONGE

Agfa sera le sponsor et fournisseur officiel en photocopieurs des Championnats d'Europe de natation de Strasbourg du 15 au 22 août.
La division Système de bureau d'Agfa Gevaert met en effet à la disposition du comité d'organisation de ces championnats des photocopieurs et des techniciens qui assureront la diffusion de l'information à la presse pendant toute la durée des épreuves.
Une dizaine de copieurs effectueront plus de 600 000 copies, sur une période de 8 jours, avec la qualité nécessaire à la relation de cet événement.

## MINI SICOB A LA DEFENSE

Du 14 au 19 septembre 1987, AB Soft International, Atari, Commodore, Compaq, la DGT, Japy Hermes, Memsoft, Olivetti, Résolution Informatique, Sagem, Thomson... et bien d'autres sociétés de grand renom spécialisées en micro-informatique et télématique se regrouperont lors de la grande exposition de la micro-informatique, organisée au CNIT-La Défense.
Son objectif : présenter aux publics concernés les matériels, logiciels, réseaux, périphériques et autres produits associés à la micro-informatique et au minitel professionnel.
Pour compléter l'exposition, un cycle de conférences sur la micro-informatique sur les thèmes tels que : les conséquences des annonces IBM, le partage entre micros et sites centraux, la PAO, les outils Télécom, pour un public de professionnels et utilisateurs de la micro-informatique, du directeur à l'utilisateur final.
Parallèlement, des opérations spécifiques organisées avec le concours d'organismes et de grands groupes de presse.
– Un « centre d'information des progiciels » par secteur d'activé, animé par le CXP.
– Une journée consacrée à « la Micro-informatique et la Banque ».
– Une série de bancs d'essai des matériels et produits exposés.



**Renseignements : Services du Sicob, 4, place de Valois, 75001 Paris. Tél. : (1) 42.61.52.42.**

# UN BADGE FLASH

## A QUOI ÇA SERT ?

A rien, tout simplement. En fait, il s'agit d'un petit montage amusant par sa présentation, un exercice qui vous permettra de vous familiariser avec l'électronique si vous débutez, et aussi de vous montrer que l'on peut, en étant un amateur, monter des composants en surface... Notre badge représente une tête où les yeux sont réalisés à partir de deux diodes clignotantes, le nez par deux condensateurs et la bouche par un circuit intégré aux dents argentées...



## SCHEMA DE PRINCIPE

Il est très simple. Le montage est un astable, un oscillateur générateur de signaux carrés construit autour d'un 555 ou plus exactement d'un TLC 555, version LinCmos de Texas, capable de fonctionner sous une tension très faible, ce qui nous permet une alimentation par deux piles de 1,5 V en série.

La constante de temps est déterminée par $R_1$, $R_2$, et $C_1$ et $C_2$ ; ces deux condensateurs constituent une capacité de 0,5 µF. Le circuit de charge de commande des deux diodes utilise des résistances auxiliaires : une de limitation, $R_3$, qui ajuste la brillance de $D_1$, et une d'alimentation pour $D_2$, qui supplée à la faiblesse du courant de sortie du TLC 555.

Nous ne vous ferons pas un cours sur le fonctionnement du 555, la borne 3 du circuit intégré passe alternativement de l'état haut à l'état bas.

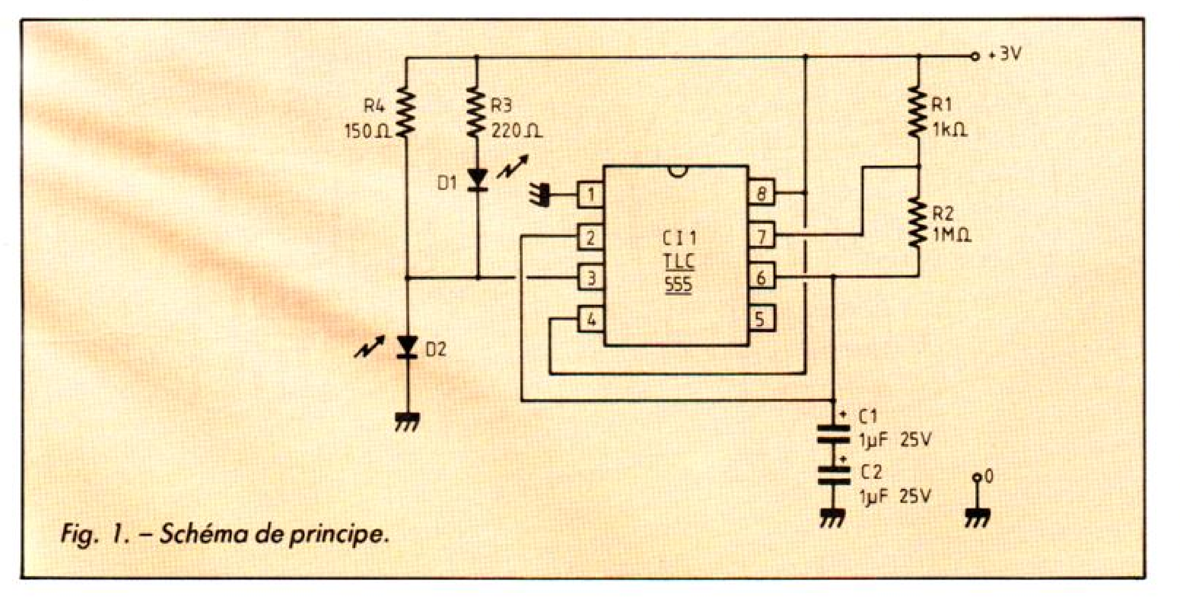



*Fig. 1. – Schéma de principe.*

## REALISATION

Il s'agit de la partie la plus intéressante du montage. Tout d'abord, il vous faudra réaliser un circuit imprimé rond, ce qui n'est pas très facile. Ne laissez pas de cuivre autour du circuit pour éviter les courts-circuits. Attention également à ne pas laisser de cuivre entre les plages d'alimentation. Les composants autres que les résistances sont soudés normalement sur les pastilles percées ; les autres pastilles, non percées, vont recevoir les résistances. Le plus simple est de coller les résistances en place (époxy ou cyanoacrylate), puis de couper les fils, de les former et enfin de les souder (nous ne les avons pas collées et leur

positionnement ne s'est pas avéré des plus faciles !).

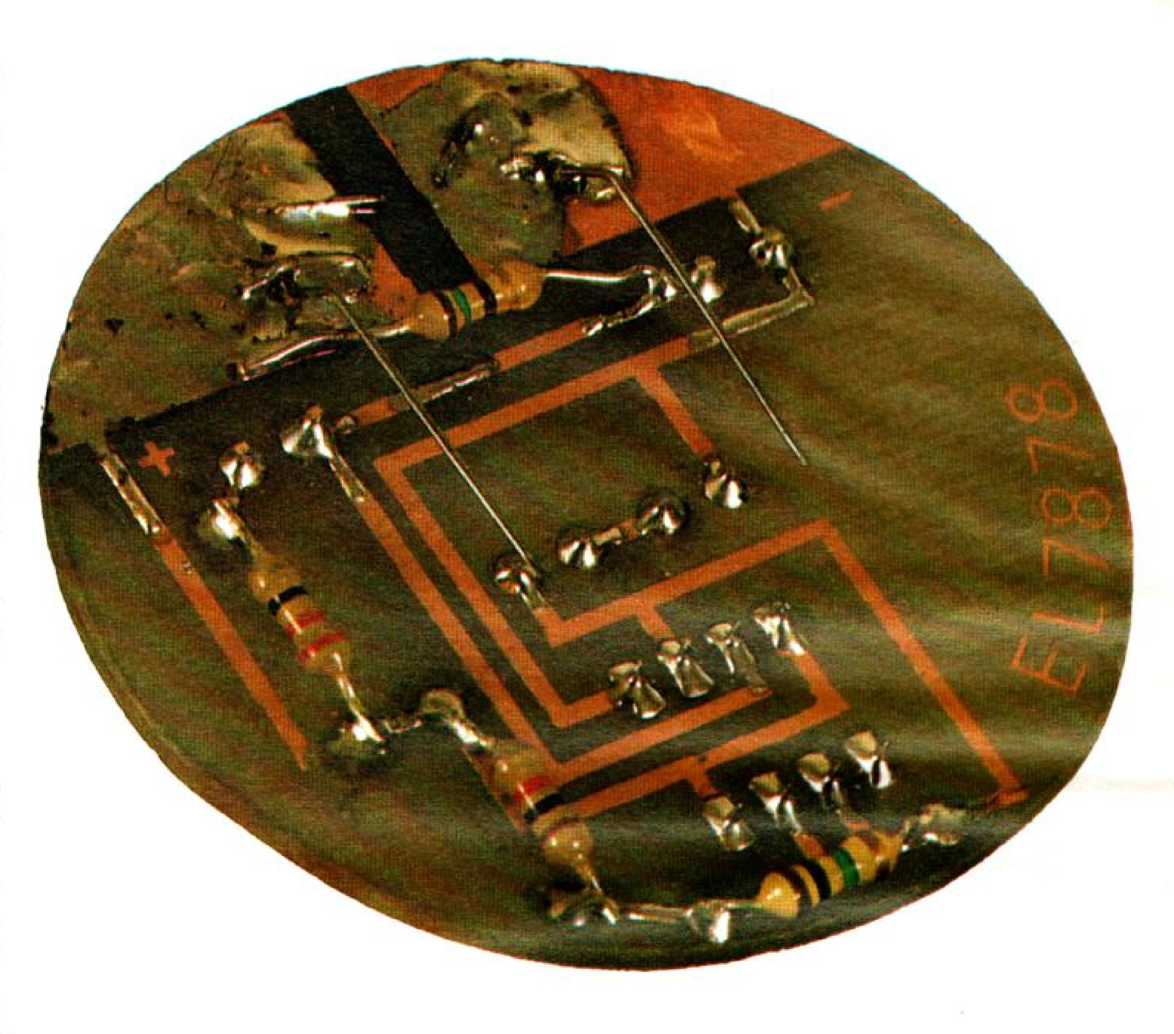
Bien sûr, les résistances sont plaquées contre le circuit imprimé.

Le badge se met sur le vêtement grâce à deux aiguilles soudées sur les plages. Un petit fil placé en travers évite que les aiguilles ne se dessoudent ; elles sont réalisées à l'aide de corde à piano de 5/10 affûtées. Le porte-piles sera relié au montage par un fil assez long et deux contacts extraits d'un support pour circuit intégré type tulipe.

Si vous ne voulez pas voir les pistes de cuivre, vous pourrez peindre le circuit côté cuivre en noir ou le décorer selon votre fantaisie côté composants.

Lorsque les piles s'useront, on constatera que le badge ne clignote que d'un œil...

Les diodes utilisées ici sont des Telefunken de 8 mm de diamètre, plus impressionantes que les 5 mm classiques. Nous avons utilisé ici des rouges, les vertes et jaunes conviennent également. Une modification de $R_3$ change la luminosité de la diode $D_1$, celle de $D_2$ se change par $R_4$.




## LISTE DES COMPOSANTS

### Résistances 1/4 W

$R_1$ : 1 000 Ω.
$R_2$ : 1 MΩ.
$R_3$ : 220 Ω.
$R_4$ : 150 Ω.
$CI_1$ : circuit intégré TLC 555 CP Texas.
$D_1$, $D_2$ : diodes électroluminescentes Telefunken 8 mm de diamètre.
$C_1$, $C_2$ : condensateurs tantale goutte 1 µF 25 V.
Divers : circuit imprimé, corde à piano 5/10 pour contacts.

*Fig. 2. – Implantation : côté composants, bouche, nez, yeux ; côté cuivre résistances.*

# UN MODULATEUR DE LUMIERE

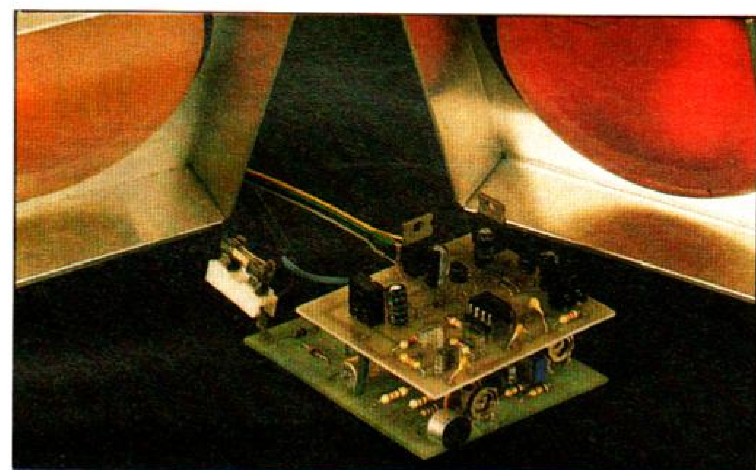
## A QUOI ÇA SERT ?

Dans une première partie *, nous avons décrit un modulateur à une seule voie et nous annoncions une extension ; la voilà, elle permet d'ajouter un canal médium et un canal d'aigu au modulateur initial, câblé en modulateur de grave.

## SCHEMA

Le signal audio arrive sur AF, part vers un filtre passe-bande exploitant la bande de 300 Hz à 3 kHz. Le signal est dosé par $P_1$, détecté par $D_1$ et $D_2$. Il va ensuite commander $T_1$ et enfin le triac $TR_1$.

Pour l'aigu, nous avons un filtre de type passe-haut avec une fréquence de coupure de 3 kHz, la polarisation des circuits est assurée par $R_4$ et $R_7$, ces composants interviennent également dans le calcul des fréquences de coupure.



Un dosage de sortie est prévu, il n'est d'ailleurs pas indispensable, le niveau d'aigu étant le plus souvent réglé au maximum. Le circuit de commande du triac est identique au précédent. Nous avons quelque peu accéléré la description pour nous étendre davantage sur les liaisons...

Les points de liaison avec le montage précédent sont repérés sur le schéma *(n° 1742 p. 65)* et sur l'implantation. Attention, pour cette dernière, +stab correspond au signe + de gauche.

## REALISATION

Le circuit imprimé a la même largeur que le précédent et nous avons placé les points de contact au même endroit afin de faciliter le câblage. Nous avons superposé les deux circuits, situation que vous adapterez à votre boîtier. Attention, le montage est au potentiel du secteur, il devra impérativement être installé

# UN MODULATEUR DE LUMIERE

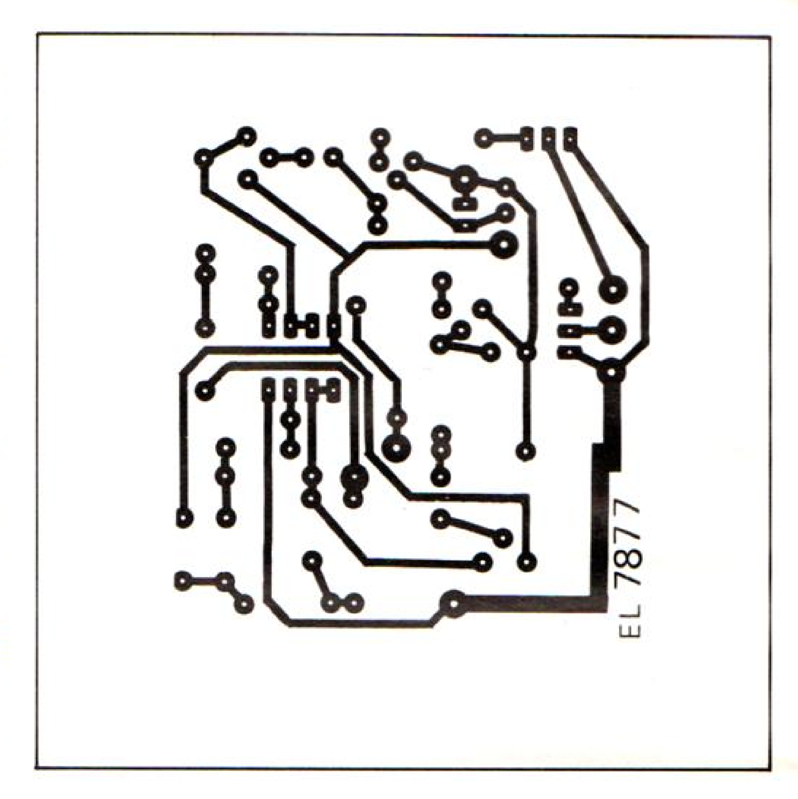
dans un boîtier isolant. Si vous remplacez les potentiomètres ajustables par d'autres avec boutons, prenez-les avec axe plastique. Sécurité avant tout... Les deux sorties des deux étages iront vers les lampes, ces lampes auront leur second fil relié au secteur côté opposé au O de l'alimentation. Attention, pour améliorer le fonctionnement du canal d'aigu, il faut câbler, en parallèle sur la résistance $R_5$ (1 000 Ω) du modulateur de base (HP n° 1742), un condensateur de 47 nF, sinon la sortie d'aigu ne s'allume pas très souvent.

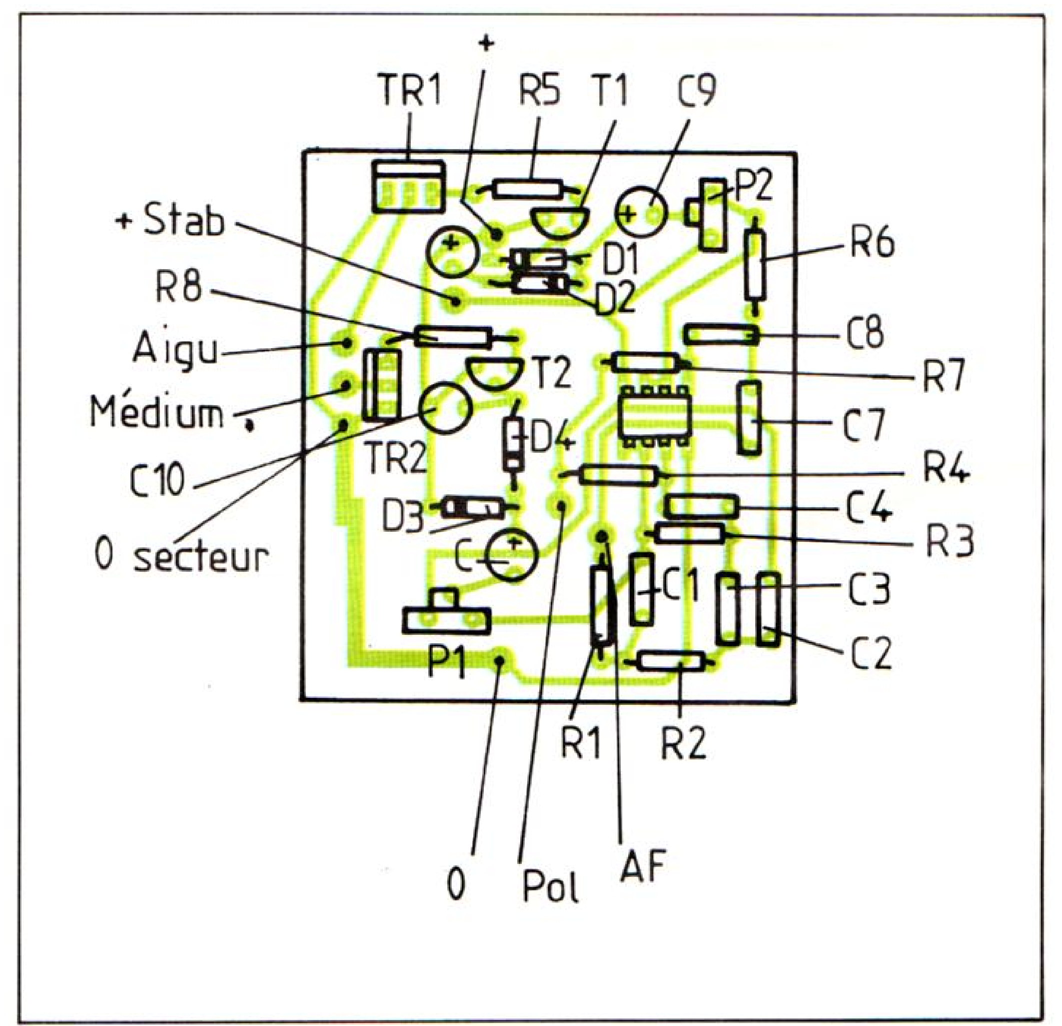
L'alimentation n'a pas en principe besoin d'être modifiée. En cas d'allumage permanent du canal de grave, on câblera un condensateur de 0,47 µF 400 V en parallèle sur $C_1$ (modulateur de base).

Si les triacs ne sont pas assez sensibles, les lampes ne s'allument pas, $R_5$ et $R_8$ peuvent passer à 470 Ω, le condensateur additionnel précédent devient indispensable. Attention, à la mise sous tension, il y a un temps de stabilisation des circuits avec allumage aléatoire des sorties, ne pas conclure immédiatement à une panne (ce temps d'attente est de 30 secondes environ).

## UTILISATION

Ce modulateur utilise un micro et donc le son venant d'une installation ; l'effet lumineux dépendra donc du niveau ambiant. L'appareil n'a pas été doté d'une commande automatique de gain, il importera donc de régler les divers potentiomètres en fonction de l'effet, $P_2$ pour l'aigu sera au maxi, les autres un peu au-dessous, le potentiomètre de réglage du gain micro restera l'élément essentiel de commande une fois l'équilibre obtenu.




## LISTE DES COMPOSANTS

**Résistances**

$R_1$, $R_2$, $R_3$, $R_6$ : 47 000 Ω 1/4 W 5 %

$R_5$, $R_8$ : 1 000 Ω 1/4 W 5 %

$R_4$, $R_7$ : 330 kΩ 1/4 W 5 %

**Condensateurs**

$C_1$ : 3 300 pF

$C_2$, $C_7$, $C_8$ : 470 pF

$C_3$, $C_4$ : 4 700 pF

$C_5$, $C_9$ : chimique 10 µF 16 V

$C_6$, $C_{10}$ : chimique 4,7 µF 16 V

$D_1$, $D_2$, $D_3$, $D_4$ : diodes silicium 1 N 4148

$T_1$, $T_2$ : transistors silicium PNP BC 308 ou 328

$TR_1$, $TR_2$ : triacs TXAL 226 C Thomson

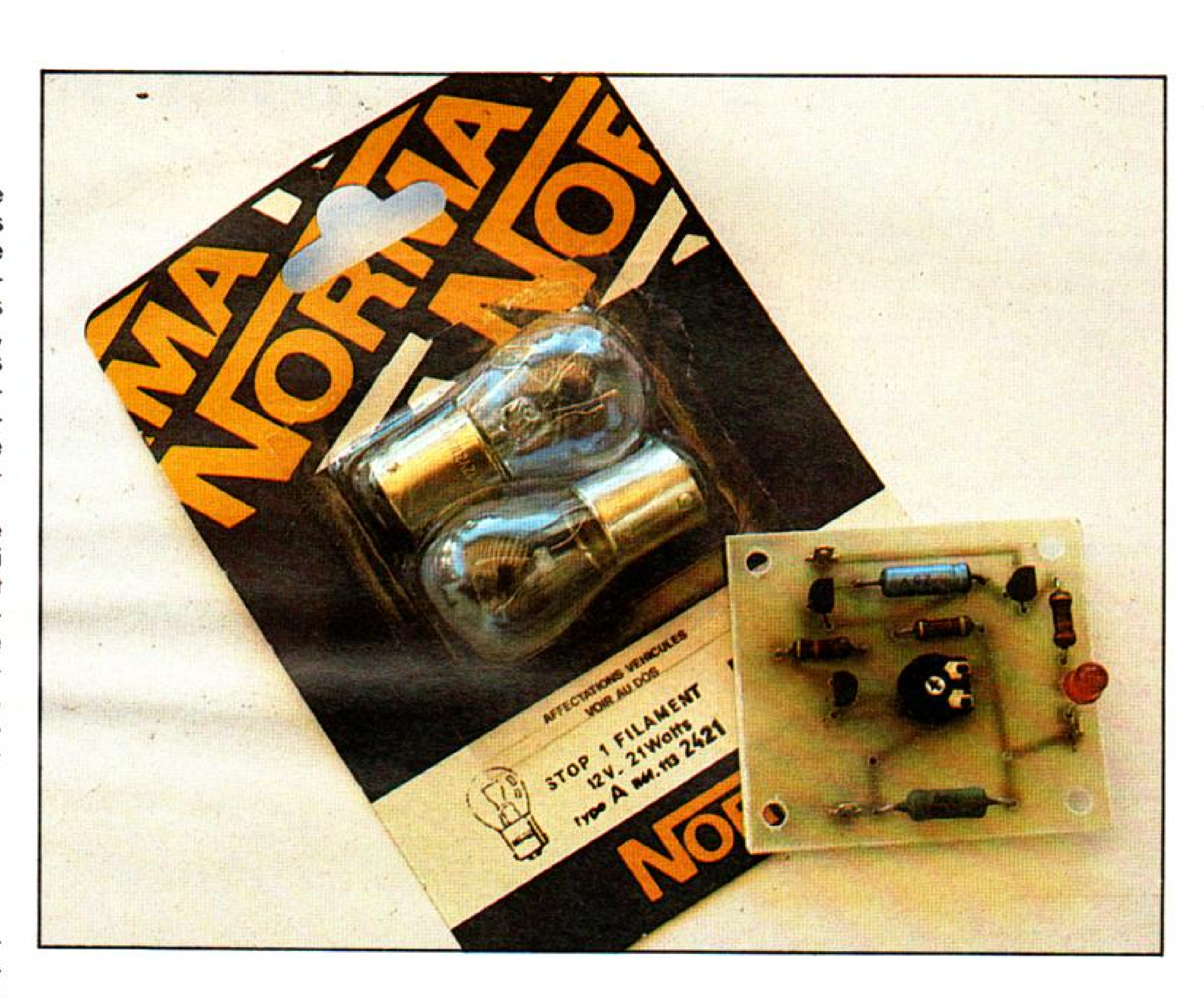
$P_1$, $P_2$ : potentiomètres ajustables 10 mm verticaux

* Voir *Le Haut-Parleur* n° 1742.

# INDICATEUR DE FEUX STOP GRILLES

## A QUOI ÇA SERT ?

Bien que l'électronique soit de plus en plus présente dans l'automobile, il reste encore un certain nombre de fonctions non traitées par les constructeurs. Parmi celles-ci, la détection des ampoules grillées a retenu notre attention car elle présente un intérêt réel au plan de la sécurité et qu'elle est très facile à mettre en œuvre sur tout véhicule. Nous avons pris, à titre d'exemple, les ampoules qui s'allument quand on freine et que l'on appelle communément les stops. En effet, ce sont les plus pénibles à vérifier manuellement ; en outre, le fait qu'elles soient grillées augmente le risque de collision arrière.




## LE SCHEMA

Trois transistors suffisent pour contrôler en permanence et de façon totalement automatique l'état des ampoules de stop, et ce sans nécessiter aucune modification de câblage du véhicule.

Le + 12 V issu de la batterie passe par le contact de la pédale de frein (câblage standard du véhicule) et, avant de partir vers les ampoules, traverse deux résistances de 0,68 Ω 3 W montées en parallèle. Les ampoules de freins normalisées étant de 21 W, elles consomment 1,75 A chacune, soit 3,5 A au total. Cela produit dans les résistances une chute de tension de 1,19 V qui sature $T_3$, pour peu que l'ajustable de 470 Ω ait été bien réglé. $T_3$ sature alors $T_2$ qui bloque $T_1$. La LED de contrôle reste éteinte à chaque appui sur la pédale.

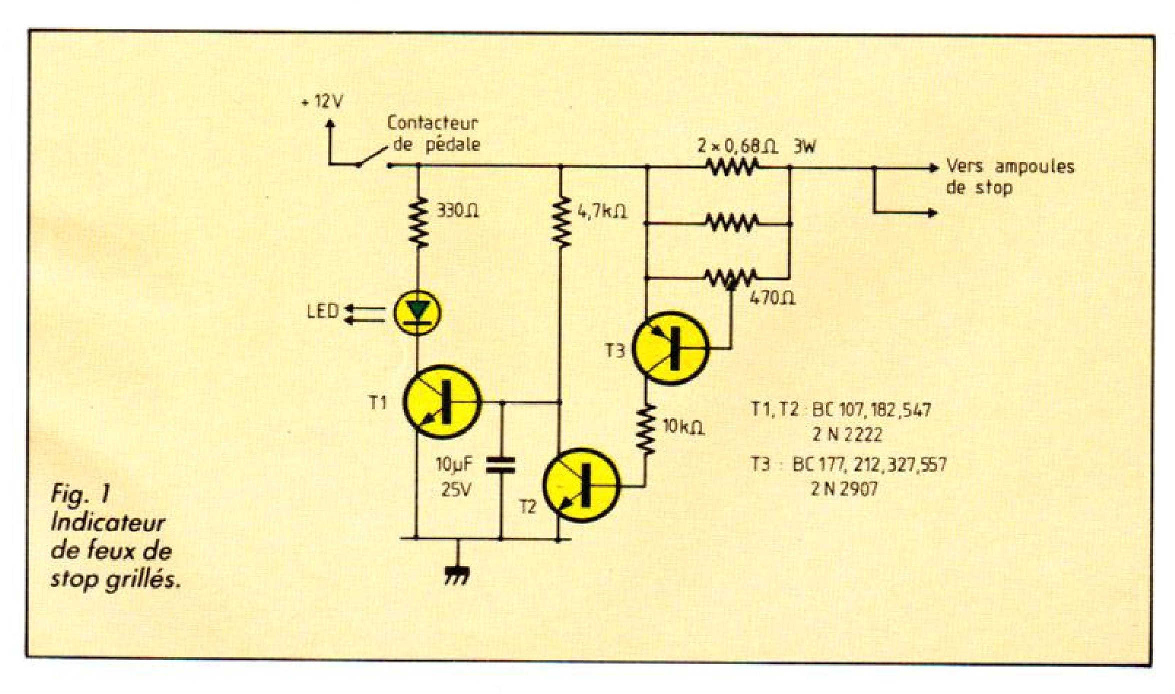


*Fig. 1 Indicateur de feux de stop grillés.*

# INDICATEUR DE FEUX STOP GRILLES

Si au moins une ampoule se grille, le courant consommé est divisé par deux ainsi que la chute de tension dans les résistances, ; $T_3$ n'est plus saturé et $T_2$ non plus. $T_1$ est alors rendu conducteur à chaque appui sur la pédale de frein, et la LED s'allume à chaque fois, signalant le défaut.

Le montage peut être adapté à toutes les situations dès lors que les explications précédentes ont été comprises. Ainsi, si votre véhicule n'est équipé que d'une ampoule de stop, il suffit d'enlever une des 0,68 Ω pour que tout fonctionne comme il faut. Si votre montage utilise plus de deux ampoules ou si ce ne sont pas des 21 W, il suffit de recalculer les 0,68 Ω pour que, toutes ampoules allumées, il y ait un peu plus de 0,7 V aux bornes de ces dernières.

Si votre véhicule est en 6 V, il suffit de diviser par deux les valeurs de toutes les résistances, sauf bien sûr les 0,68 Ω, pour que cela fonctionne aussi.

## LE MONTAGE

Ni l'approvisionnement des composants ni le montage sur le petit circuit imprimé proposé ne doivent poser de problème, tant ils sont classiques et simples.

L'ensemble sera placé sous le tableau de bord, et la LED sera ramenée à un endroit particulièrement visible. Même en cas d'ampoule grillée, il n'y a aucune gêne à craindre puisqu'elle ne s'allume que lors des pressions sur la pédale.

Le contact de pédale est particulièrement facile à localiser sur tous les véhicules puisque c'est un micro-interrupteur placé directement au-dessus de la pédale de frein elle-même. On peut y prélever le + 12 V, mais aussi y trouver le câble qui part vers les ampoules de frein puisqu'il est tout simplement monté en série avec ces dernières.

Veillez à utiliser, pour la liaison de cet interrupteur à notre montage, et vice versa, du câble d'au moins 10/10 mm de diamètre, car il est traversé par le courant des ampoules de frein qui est, rappelons-le, de 3,5 A.

Une fois le montage mis en place, réglez le curseur de l'ajustable côté émetteur de $T_3$ et tournez-le doucement pour que la LED s'éteigne avec les deux ampoules de frein allumées. Dépassez légèrement cette position et bloquez le curseur avec un peu de vernis. Vérifiez en enlevant une ampoule que tout fonctionne bien.

Attention ! ne placez jamais le curseur du 470 Ω directement côté ampoules, vous claqueriez instantanément $T_3$ lors du premier appui sur la pédale.

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- **Semi-conducteurs**
  $T_1$, $T_2$ : BC107, 108, 109, 182, 183, 184, 547, 548, 549, 2N2222
  $T_3$ : BC177, 178, 179, 212, 213, 214, 327, 328, 329, 557, 558, 559, 2N2907
  LED : n'importe quel type, rouge de préférence
- **Résistances 1/2 W ou 5 %**
  1 × 330 Ω, 1 × 4,7 kΩ, 1 × 10 kΩ
- **Condensateurs :** 1 × 10 µF 25 V
- **Divers**
  1 ou 2 × 0,68 Ω 3 W
  1 potentiomètre ajustable au pas de 2,54 mm de 470 Ω

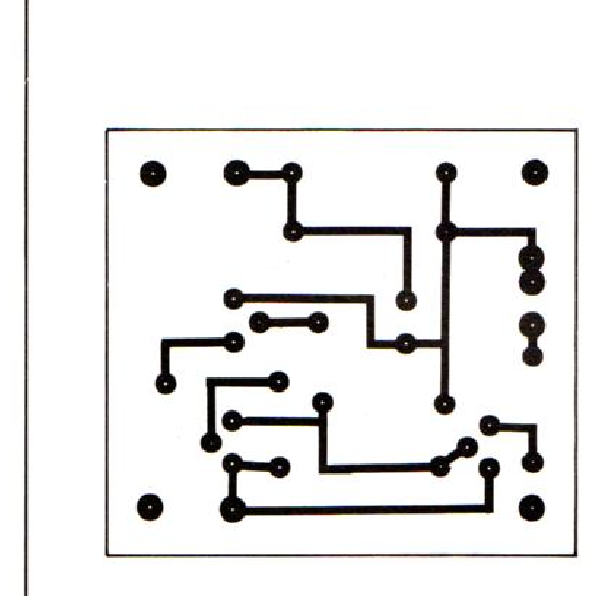


*Fig. 2. – Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.*

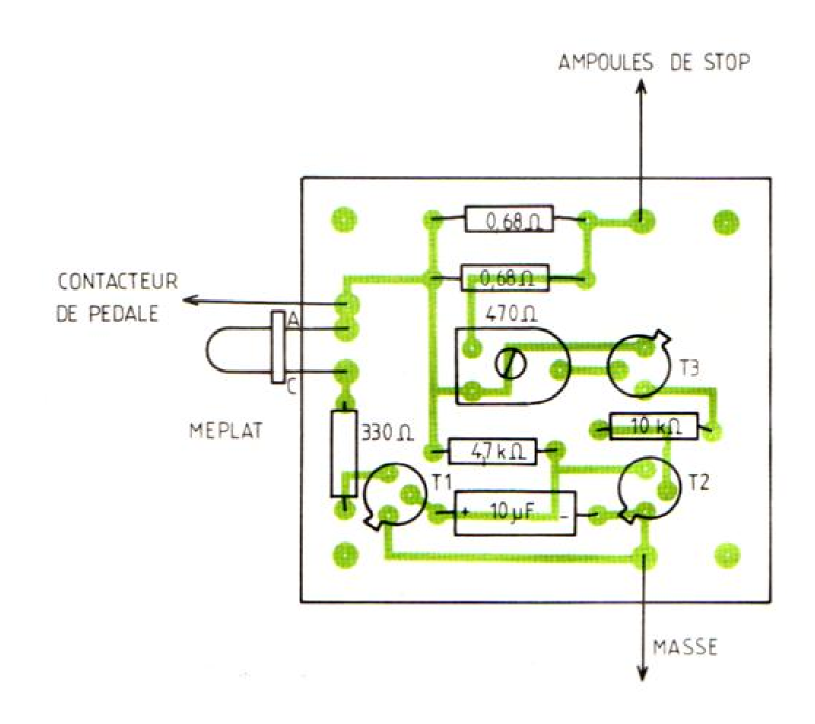



*Fig. 3. – Implantation des composants.*







# UN EFFACEUR DE MEMOIRES A ULTRAVIOLETS

## A QUOI ÇA SERT !

Grâce à la vulgarisation de la micro-informatique, les mémoires effaçables aux ultraviolets, encore appelées UV-PROM, sont devenues des composants très courants et peu coûteux. Leur champ d'applications dépasse largement celui de la micro-informatique puisqu'on les retrouve au cœur de tout montage faisant appel à une notion de programme préétabli à exécuter.

Ces mémoires sont programmables au moyen de montages adéquats qui peuvent être autonomes ou reliés à un micro-ordinateur, et sont effaçables par exposition à une source de lumière ultraviolette de caractéristiques appropriées.

Vous êtes nombreux à nous demander comment effacer ces mémoires, et c'est la raison d'être de ce montage flash qui, une fois n'est pas coutume, ne comporte aucun composant électronique.

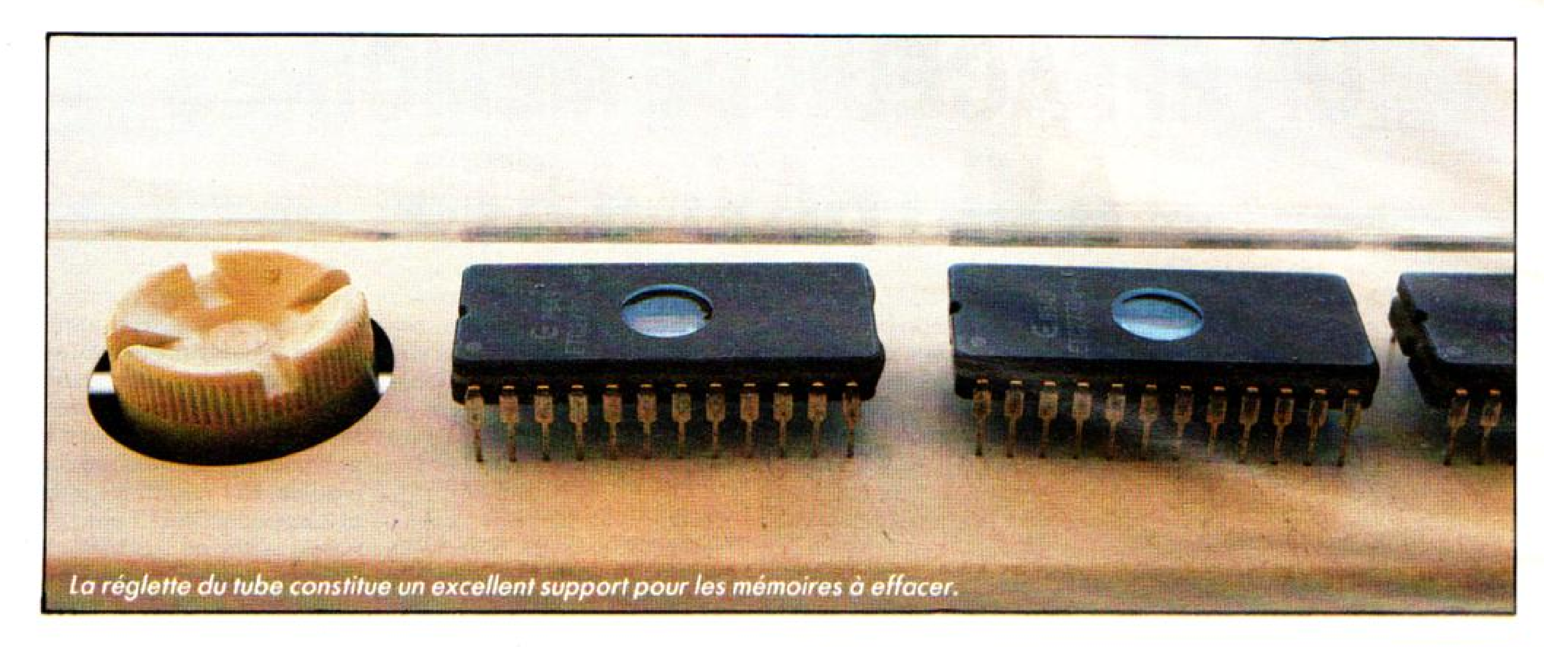
## COMMENT ÇA MARCHE ?

Les mémoires UVPROM doivent être effacées par exposition, à courte distance (1 à 2 cm maximum), à une source de rayonnement ultraviolet de 2 537 nm (nanomètre). L'utilisation d'une autre longueur d'onde est déconseillée car il faut alors allonger considérablement la durée d'exposition, et c'est préjudiciable à la durée de vie de la mémoire.

Fort heureusement, des lampes adéquates existent sous forme de tubes fluorescents (des « néons », mais c'est un terme incorrect) et sous l'appellation tubes germicides. Un modèle 15 W suffit largement et s'appelle G15T8 chez General Electric ou TUV15W chez Philips, mais d'autres fabricants en ont certainement à leurs catalogues.

Il faut acheter la réglette appropriée (la même que pour un « néon » classique) qui contient le starter et le ballast indispensable pour faire fonctionner le tube. De plus, cette

# UN EFFACEUR DE MEMOIRES A ULTRAVIOLETS


La réglette du tube constitue un excellent support pour les mémoires à effacer.

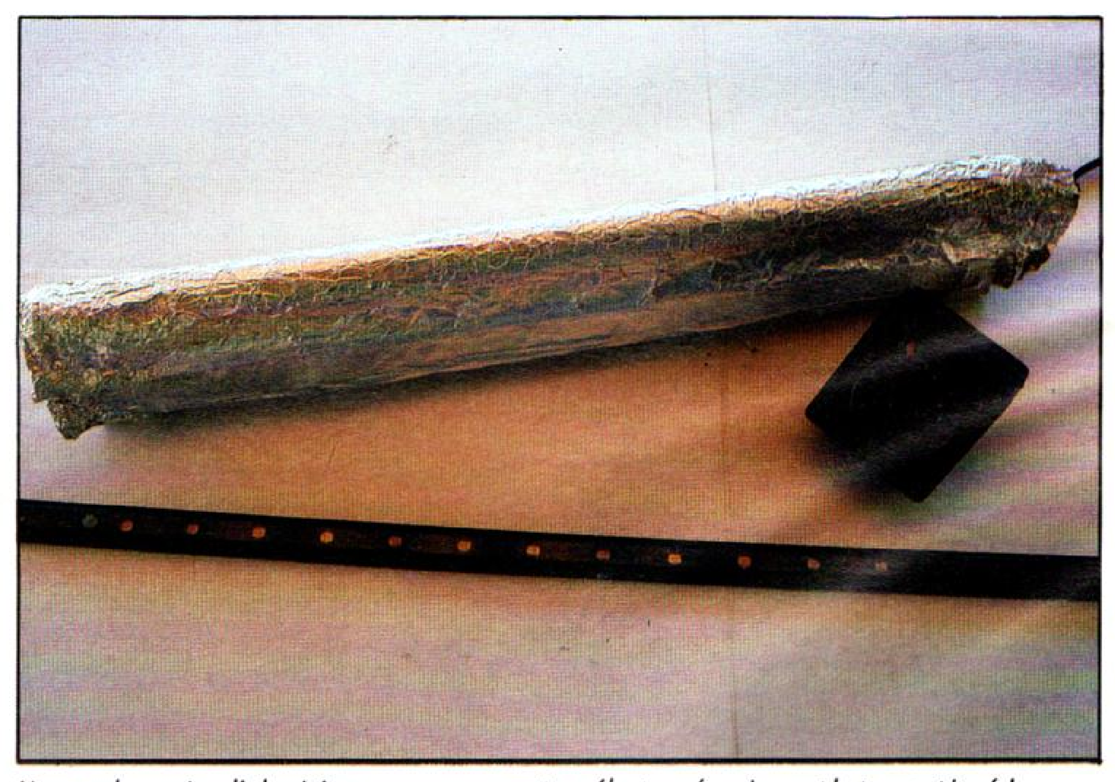
réglette permet de disposer les mémoires juste sous le tube (voir photo), ce qui dispense de la fabrication de tout support.

## L'UTILISATION

Avec un tel ensemble, il faut environ une demi-heure pour effacer correctement n'importe quelle UVPROM. Comme une surexposition écourte la durée de vie des mémoires, nous préconisons d'alimenter le tube par un programmateur coupant le courant au bout de la demi-heure fatidique.
Un montage électronique peut être utilisé, mais les programmateurs électromécaniques enfichables dans une prise de courant que l'on trouve à 99 francs en supermarchés conviennent aussi très bien !
L'exposition au rayonnement ultraviolet de cette longueur d'onde est particulièrement dangereuse pour les yeux, même pour une courte durée. Il est donc indispensable de se protéger et de rendre le tube invisible pendant qu'il fonctionne. Plusieurs solutions sont envisageables : la boîte en bois ou plastique avec un couvercle ou, plus simple mais tout aussi efficace, le cache constitué par une épaisse feuille de papier d'aluminium ménager pliée en V et appliquée directement sur le tube. Il laisse filtrer un peu de lumière par les extrémités, mais il suffit de ne pas rester à proximité immédiate pour ne courir aucun risque.
Nous utilisons un tel ensemble avec succès depuis des années.

## NOMENCLATURE DU MATERIEL NECESSAIRE

- 1 tube fluorescent germicide de 15 W par exemple Philips TUV15W ou General Electric G15T8.
- 1 réglette de montage pour le tube avec starter et ballast.
- 1 programmateur électronique ou électromécanique.
- Papier d'aluminium ménager ou boîte bois ou plastique.


Un peu de papier d'aluminium, un programmateur électromécanique et le tour est joué !

# BLOC NOTES

## ENQUETE « LE HAUT-PARLEUR » LES GAGNANTS DU TIRAGE AU SORT

Nous remercions les quelque 3 000 lecteurs qui ont bien voulu répondre à notre enquête, publiée dans notre numéro 1740 de mai 1987. Le tirage au sort a été effectué le vendredi 17 juillet 1987 par Me Toutain huissier de justice à Paris.

C'est M. Bernard Reumond de Savigny-sur-Orge qui a gagné le lecteur de disques compacts Dual CD40.

Les vingt abonnements d'un an à l'une des revues proposées ont été gagnés par :

M. Robert Benezra, à 92000 Nanterre.
M. Jean Solon, à 93150 Le Blanc-Mesnil.
M. Roland Maret, à 54480 Cirey/Vezouze.
M. Serge Gaillard, à 13008 Marseille.
M. Alain Mittelberger, à 54700 Pont-à-Mousson.
M. Nelson Pires, à 43400 Chambon-sur-Lignon.
M. Philippe Tiger, à 35600 Bourg-Ste-Marie.
M. Claude Ottenwaelter, à 68200 Mulhouse.
M. Antoine Beaudonnat, à 03230 Thiel-Acolin.
M. Pierre-Jean Lecœur, à 45000 Orléans.
M. Michel Laboue, à 40000 Mont-de-Marsan.
M. Pierre Bellocq, à 33610 Cestas.
M. Serge Izard, à 88490 Provenchèses-sur-Fave.
M. Claude Drouhin, à 71500 Louhans.
M. Guy Lemoine, à 76240 Belbeuf-St-Adrien.
M. Jean Danchin, à 59200 Tourcoing.
M. Gérard Soleil, à 06400 Cannes.
M. Jean Borghino, à 13004 Marseille.
M. Jean-Claude Fin, à 83400 Hyères.
M. Dominique Berget, à 74200 Thonon-les-Bains.

Tous les gagnants ont été avisés par une lettre personnelle.

## AU SOMMAIRE DU PROCHAIN NUMERO

- 20 AMPLIFICATEURS AU BANC D'ESSAIS
- 6 MONTAGES FLASH
- LA LISTE DES ECOLES D'ELECTRONIQUE

## LE MAGNETOPHONE KENWOOD KX-660 HX

L'un des points forts du magnétophone Kenwood KX-660 HX est de posséder à la fois les systèmes réducteurs de bruit Dolby B et Dolby C et le Dolby HX-Pro. Deux moteurs silencieux sont chargés de l'entraînement de la cassette. Un microprocesseur contrôle toutes les commandes. La sélection de la qualité de la bande magnétique et la commande de la prémagnétisation sont automatiques. Le système DPSS permet une recherche automatique de 16 programmes.

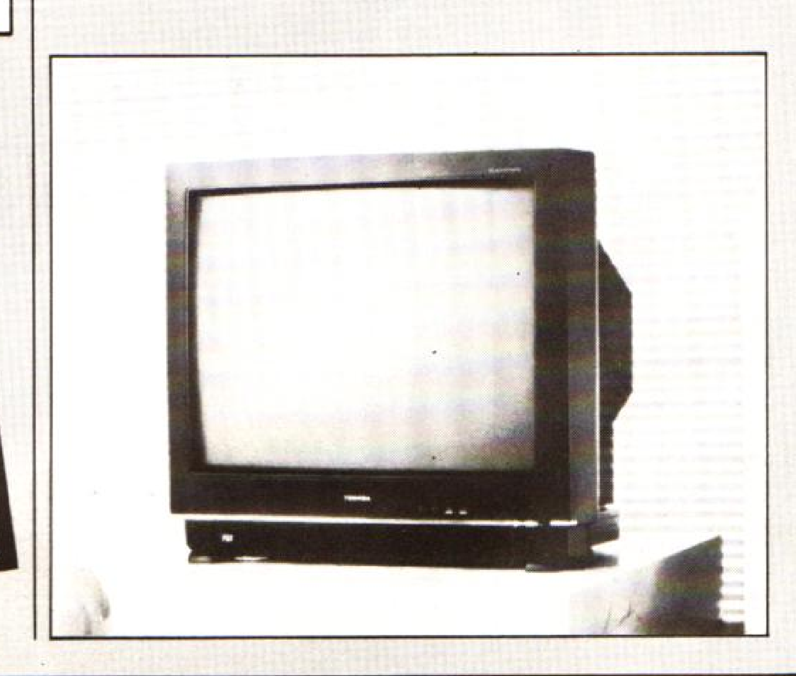
**Quelques caractéristiques techniques**

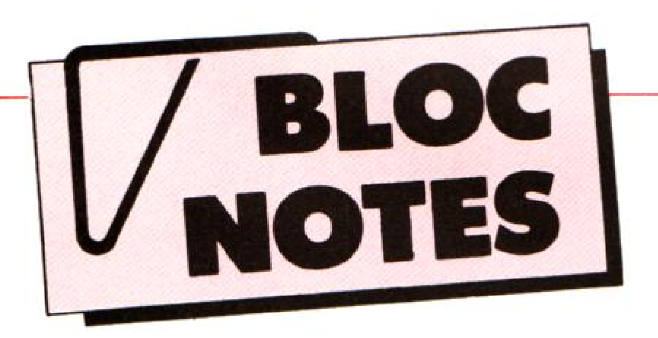
Réponse en fréquences : bande normale, 20 à 16 000 Hz ± 3 dB ; $CrO_2$, 20 à 17 000 ± 3 dB ; bande métal, 20 à 18 000 Hz ± 3 dB.
Rapport signal/bruit : sans Dolby, 59 dB ; avec Dolby B, 67 dB avec Dolby C, 7 dB (le tout avec une bande métal).
Pleurage et scintillement : ± 0,16 % (DIN).
Distorsion harmonique totale : moins de 0,9 % à 1 000 Hz.




## ESTHETIQUE REUSSIE

Les nouveaux téléviseurs Toshiba proposent un design très alléchant. Les 289-R6F et 219-R6F (70 et 53 cm de diagonale) sont des multistandards (Secam L, B, G ; Pal B, G) évidemment équipés de tubes plats (FST) à coins carrés. L'amplificateur audio intégré délivre 2 × 5 W (son « multi-spatial »). Tous les réglages s'affichent directement sur l'écran pour les trente canaux : volume, graves, aigus, balance, couleur, lumière et contraste.
La coupure est automatique et programmable sur 30, 60, 90 ou 120 mn. Une télécommande infrarouge accompagne le téléviseur.
**Distributeur : Toshiba France, 1, avenue N.-Niepce, 78180 Montigny-le-Bretonneux. Tél. : (1) 34.60.09.80.**





# BLOC NOTES



## SHARP EN AT PORTABLE

Dernier-né de la gamme de micro-ordinateurs Sharp, le PC 7200 est un portable, compatible avec l'IBM AT. Il est construit autour du processeur I-80286, cadencé à 6, 8 ou 10 MHz. Son écran à cristaux liquides éclairé par l'arrière est pourvu d'un fort contraste associé à un système de réglage précis. Toutefois, pour les personnes désirant travailler avec un moniteur monochrome ou couleur, il est possible d'en connecter un sur la sortie aux normes CGA se trouvant de base sur les PC 7200.
Son clavier, identique dans ses fonctions à celui de l'IBM AT3, et son disque dur intégré de 20 Mo permettent à l'utilisateur d'envisager l'utilisation des logiciels les plus divers et les plus performants sans pour autant être obligé d'effectuer des manipulations périlleuses.
Son slot d'extension intégré acceptant les cartes au format PC ou AT en demi ou pleine longueur permet à cet ordinateur de découvrir facilement le monde des communications. Si toutefois l'utilisateur désire étendre son ordinateur avec plusieurs cartes, il lui est possible d'utiliser un panier d'extension se plaçant sous l'appareil et permettant de connecter à l'intérieur jusqu'à quatre cartes (deux formats AT, pleine longueur, un format PC pleine longueur et un format PC demi longueur).
Enfin, une sortie série et une sortie parallèle étant disponibles de base sur le PC 7200, l'utilisateur peut connecter les périphériques courants indispensables à l'environnement de son ordinateur (imprimante, modems, buffers, etc.).

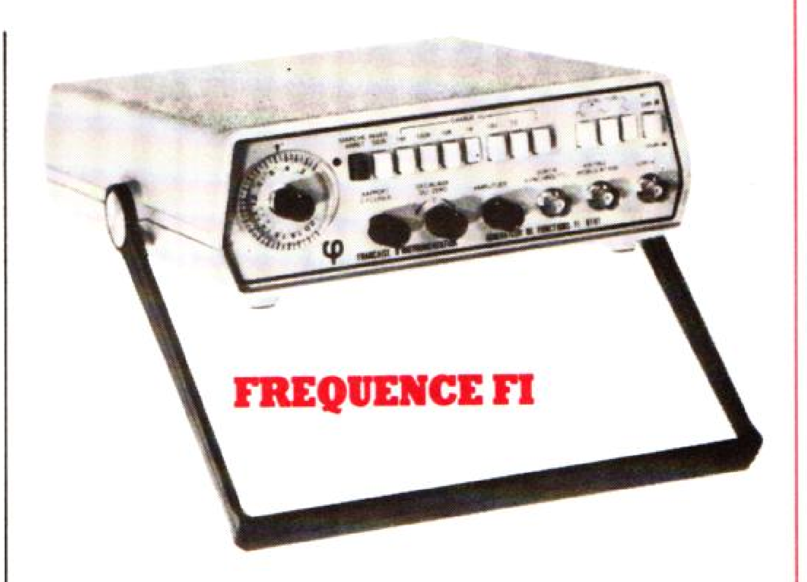
**Distributeur : Sharp Burotype Machines, B.P. 50094, 95948 Roissy - Charles-de-Gaulle Cedex. Tél. : (1) 48.63.82.00.**

# BLOC NOTES

## L'IMAGE D'AGFA

« L'image : technique ou magie », tel est le nom d'une exposition qui se tiendra d'octobre 1987 à avril 1988 au Palais de la Découverte à Paris. Cette exposition est une réalisation conjointe du Palais de la Découverte et d'Agfa-Gevaert.
« Après un bref rappel historique du premier contact de l'homme avec l'image (Lascaux, les peintures rupestres, etc.), les visiteurs entreront très vite dans notre univers quotidien, avec son défilé permanent d'images : la photo, l'imprimerie, la radiographie, la photocopie, le microfilm, le cinéma, la vidéo, l'image de synthèse. Ces images, que sont-elles ? D'où viennent-elles ? Comment sont-elles créées, réalisées, copiées, transmises, archivées ? De la photo traditionnelle à l'image de synthèse, en passant par l'image magnétique, l'exposition abordera ces questions. »

Le groupe Agfa-Gevaert en profite pour démontrer sa maîtrise de toutes les techniques de l'image, pour le développement desquelles il met en œuvre un budget de recherche imposant.
Après sept mois à Paris, l'exposition circulera dans les régions françaises durant les trois prochaines années.



## FREQUENCE FI

Française d'Instrumentation commercialise un générateur de fonctions référencé FI 8101. Celui-ci délivre des signaux compris entre 0,1 Hz et 2 MHz (sinus, triangle, carré, TTL, rampe). Il possède une sortie 50 Ω et un atténuateur 30 dB. Cet appareil propose une entrée vobulation et une fonction d'inversion. Le réglage de la composante continue est possible entre + et – 10 V, et le rapport cyclique entre 20 et 80 %.
**Distributeur : Française d'Instrumentation, 1, rue Eugène-Piat, 10000 Troyes. Tél. : 25.78.15.55.**




# UN AMPLIFICATEUR POUR VOITURE

## à mise sous tension automatique

L'amplificateur est un modèle en « pont » d'une puissance de 2 × 12 W efficaces. Il est doté par ailleurs d'un dispositif de mise en service automatique.

L'électronique d'amplification proprement dite est bâtie autour d'une paire d'intégrés type TDA-2005 de SGS. Un de ces boîtiers contient deux amplis identiques. La note d'application de SGS propose plusieurs configurations pour obtenir des puissances adaptées à l'application envisagée. Nous avons retenu celle qui met en jeu quatre amplis montés en pont deux à deux.

**Encore un « booster » ! Oui, mais cette fois-ci, nous l'avons conçu dans un esprit très différent de ce qui se pratique habituellement. Il ne s'agit plus d'un amplificateur supplémentaire pour une installation déjà existante, mais d'un dispositif destiné à amplifier les signaux issus de la prise casque d'un appareil autonome et portable : baladeur, radio de poche, lecteur CD portable. Dès lors, il ne reste plus dans le véhicule que l'ampli en question, dissimulé de préférence. Cette solution, quoique un peu contraignante, guère plus que celle du combiné extractible, évite quelques désagréments bien connus...**

## LE SCHEMA

Il diffère des prescriptions SGS par quelques points. Les TDA 2005 peuvent offrir un gain considérable (46 dB), ce qui permet aux industriels de réaliser des amplis sensibles, sans étages de préamplification, et dotés de réglages de tonalités passifs. Dans le cas qui nous intéresse, le niveau de sortie « casque » des sources évoquées plus haut, voisin du volt efficace, ne requiert pas un gain très élevé pour assurer la puissance nécessaire aux haut-parleurs. En effet, chaque demi-branche du pont fournira, à pleine puissance, six volts efficaces. Un gain de six serait théoriquement suffisant, mais, pour des raisons de marge (lecteurs de cassettes ou de CD poussifs) et de stabilité des amplis, nous avons porté cette valeur à dix.

Par ailleurs, dans le montage classique (ou plus exactement « économique »), le déphasage entre les deux branches du pont est obtenu par l'utilisation de l'entrée inverseuse de l'un des amplis, laquelle reçoit la modulation, atténuée, depuis la sortie de l'autre. Cela fonctionne, certes, mais de manière assez approximative, et reste délicat à mettre en œuvre. Raison essentielle, la stabilité du montage, qui souffre des interactions serrées entre les deux amplis. Nous avons préféré avoir recours à un circuit déphaseur extérieur, bâti autour d'un montage à charge répartie, un émetteur commun dont l'émetteur et le collecteur du transistor sont chargés par la même valeur de résistance.

Le circuit de mise sous tension automatique aurait pu se limiter à la seule partie interrupteur dont sont munies les embases jack femelle pour casque. Cette solution imposait nécessairement un branchement du câble de liaison autant côté ampli que côté lecteur. Nous avons préféré laisser le câble branché en permanence côté ampli. Ceci implique un système de détection actif pour la mise sous tension.

La détection du signal issu du lecteur pose plusieurs problèmes : redressement, dynamique, temporisations. Nous avons opté pour un système de détection de signal audio à l'entrée. Ce n'est pas très original, mais c'est ce qui fonctionne de la manière la plus sûre. Entre temps, nous avions expérimenté un système de détection de l'impédance de sortie du lecteur, mise en parallèle sur l'impédance d'entrée de l'ampli, par affaiblissement d'un signal ultrasonore. Peu coûteux en composants (1 CD 4011 !), ce montage s'est avéré peu fiable.

Nous détectons donc le signal BF. Ce signal est amplifié par un ampli op dont on a fixé le gain à une valeur élevée, quitte à l'écrêter. La détection porte sur les deux canaux, sommés. Le signal somme, écrêté ou non, est amplifié en courant par un étage à transistor collecteur commun, puis redressé et filtré. La tension continue ainsi récupérée dans un condensateur sature un transistor qui active le relais

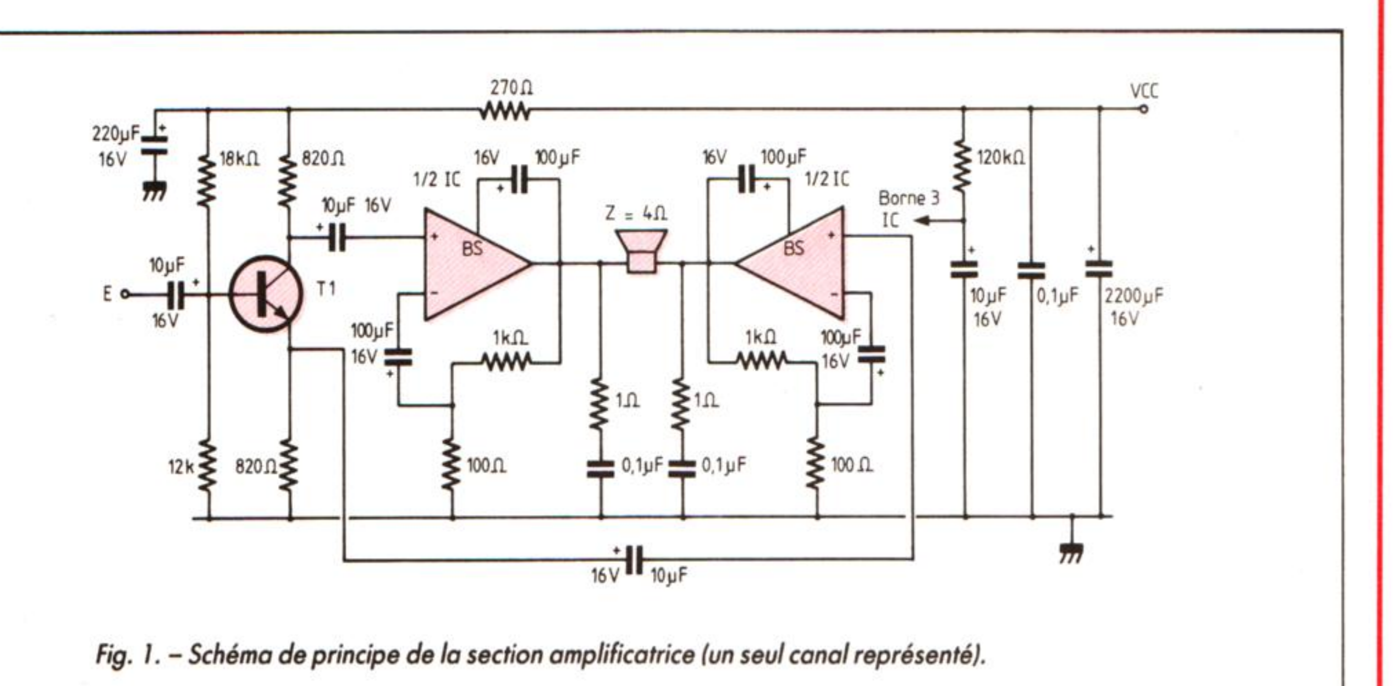



*Fig. 1. – Schéma de principe de la section amplificatrice (un seul canal représenté).*

de mise sous tension. En cas d'absence de signal BF à l'entrée, la constante de temps de décharge du condensateur permet de maintenir le relais collé durant cinq à huit secondes, ce qui est suffisant pour passer les « blancs » entre morceaux enregistrés sur CD ou cassette.

## LA REALISATION

Elle n'appelle que peu de commentaires. Un circuit imprimé unique rassemble tout ce qui a été décrit précédemment. Les circuits intégrés seront munis de petits radiateurs séparés ou sur une tôle d'alu de 3 mm d'épaisseur, d'une surface de 30 cm² environ. Un des deux amplis de puissance n'est pas alimenté directement par les pistes de circuit imprimé. Il faut réaliser une liaison par fil de section 1 mm² depuis le pôle + du condensateur de 2 200 µF jusqu'à la patte n° 9 de l'intégré en question. Ne pas oublier non plus le strap d'alimentation de l'autre TDA 2005 ni le strap d'alimentation de l'étage déphaseur qui précède ce même intégré. Le fusible d'alimentation est extérieur ; c'est un modèle de cinq ampères rapide. On trouve le porte-fusible tout monté, avec le câble rouge de section respectable, chez les détaillants de matériel pour autoradio.

Le coffret que nous avons retenu est celui qui se rapproche le plus par sa forme du standard ISO pour autoradio : c'est le modèle de ESM référencé EB 16/05 FA. Tout autre modèle convient, mais ce dernier se prête particulièrement bien, du fait de ses dimensions, à l'installation en console. Le travail mécanique se limite au perçage, dans l'acier zingué de la face arrière, de trois trous de 9 mm. Deux sont munis alors de passe-fils caoutchouc pour les liaisons (alimentation, entrée, sorties). Le dernier trou sert à la fixation du boîtier et à sa mise à la masse du véhicule.

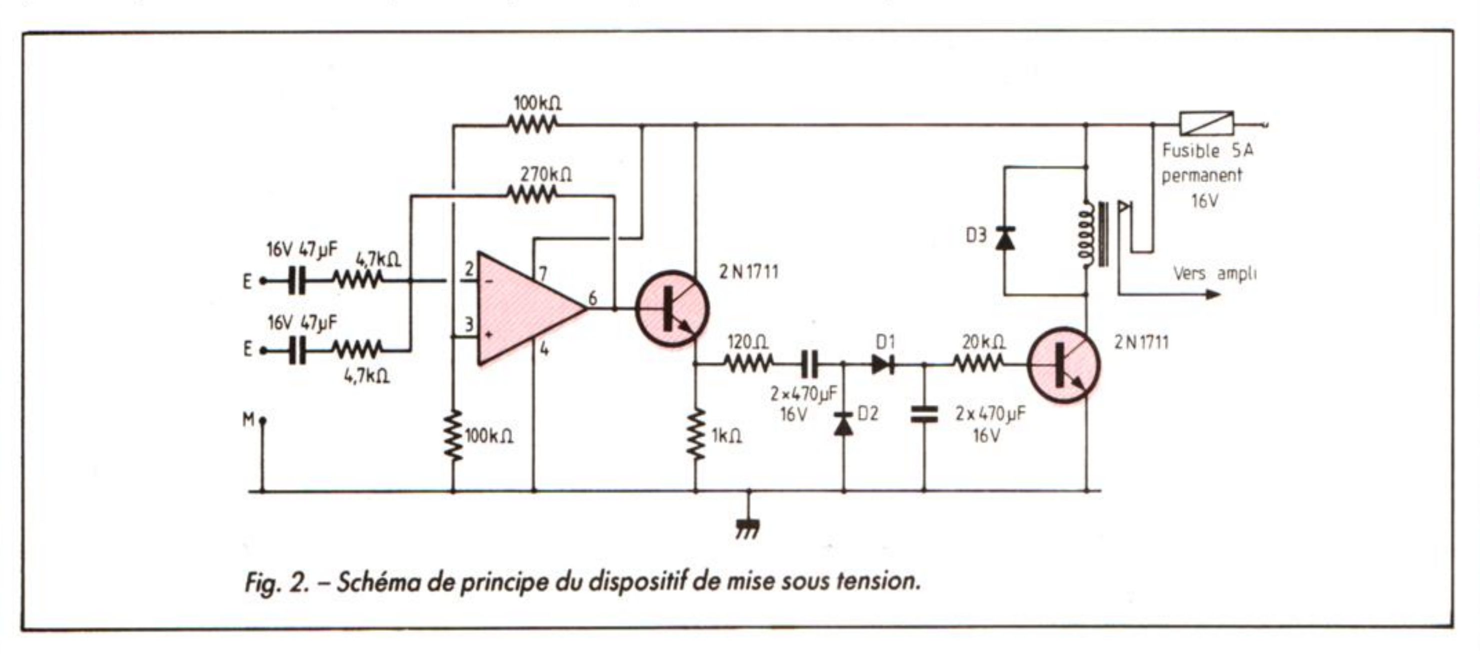



*Fig. 2. – Schéma de principe du dispositif de mise sous tension.*

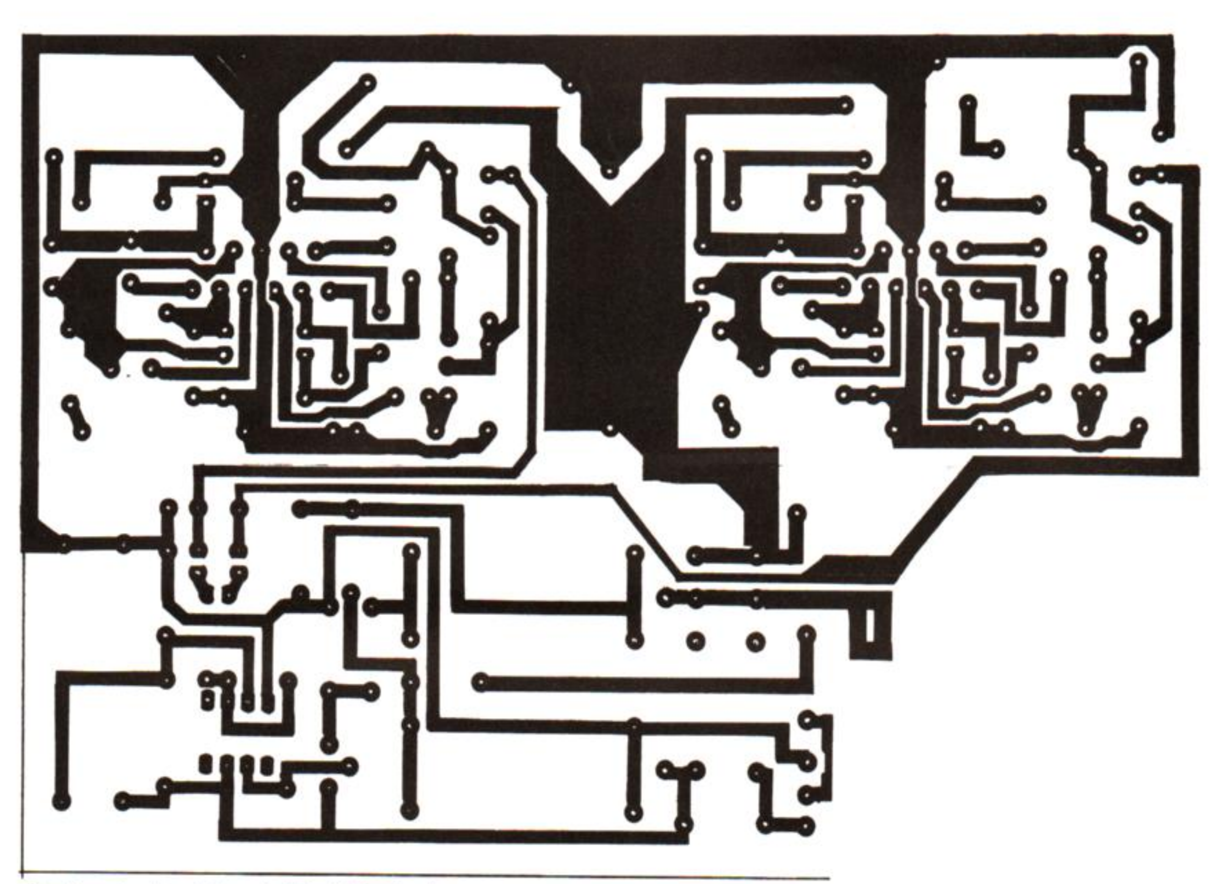


*Fig. 3. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.*

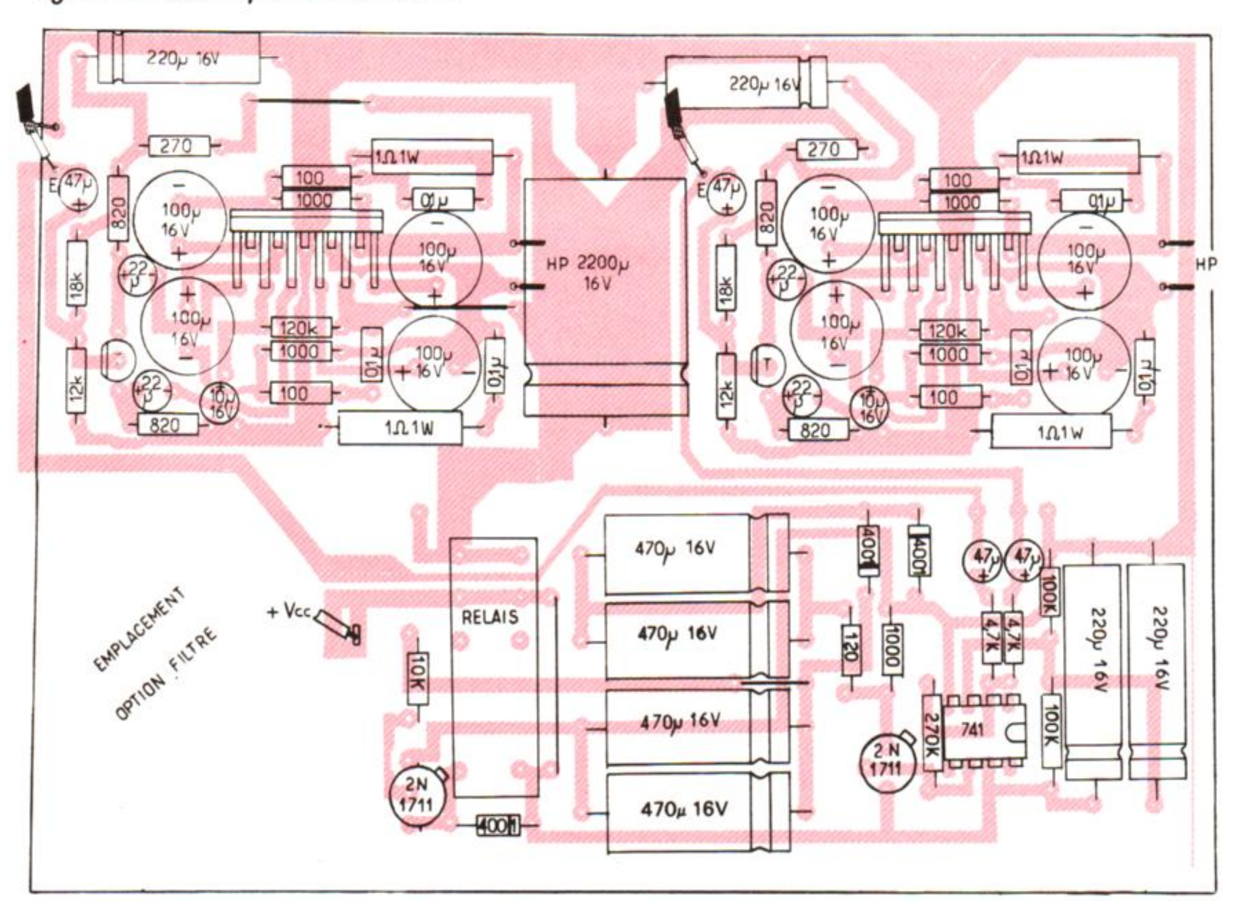



*Fig. 4. – Implantation des composants.*

## UN CAS PARTICULIER

C'est celui des lecteurs de cassettes dotés de récepteurs MA/MF intégrés ou des mini-radios portables à sortie casque. Avec ces appareils, c'est le câble de liaison au casque qui fait office d'antenne. Or nous utilisons cette liaison, blindée de surcroît, pour relier le lecteur de cassette ou le récepteur radio à l'ampli. La solution existe. Elle consiste à ne pas directement relier les masses du lecteur et de l'ampli, mais d'interposer une bobine d'arrêt HF sur cette liaison. Dès lors, le blindage du câble peut véhiculer le signal HF issu de l'antenne de l'automobile. On pourra donc prévoir sur l'ampli, à l'arrière, une embase destinée à brancher le câble d'antenne. Ce type de branchement n'est pas très orthodoxe mais permet d'écouter la MF dans d'assez bonnes conditions ; en revanche, l'écoute des grandes ondes en souffre un peu, le filtre HF ainsi réalisé n'étant pas optimisé pour cette gamme d'ondes. **G.L.**

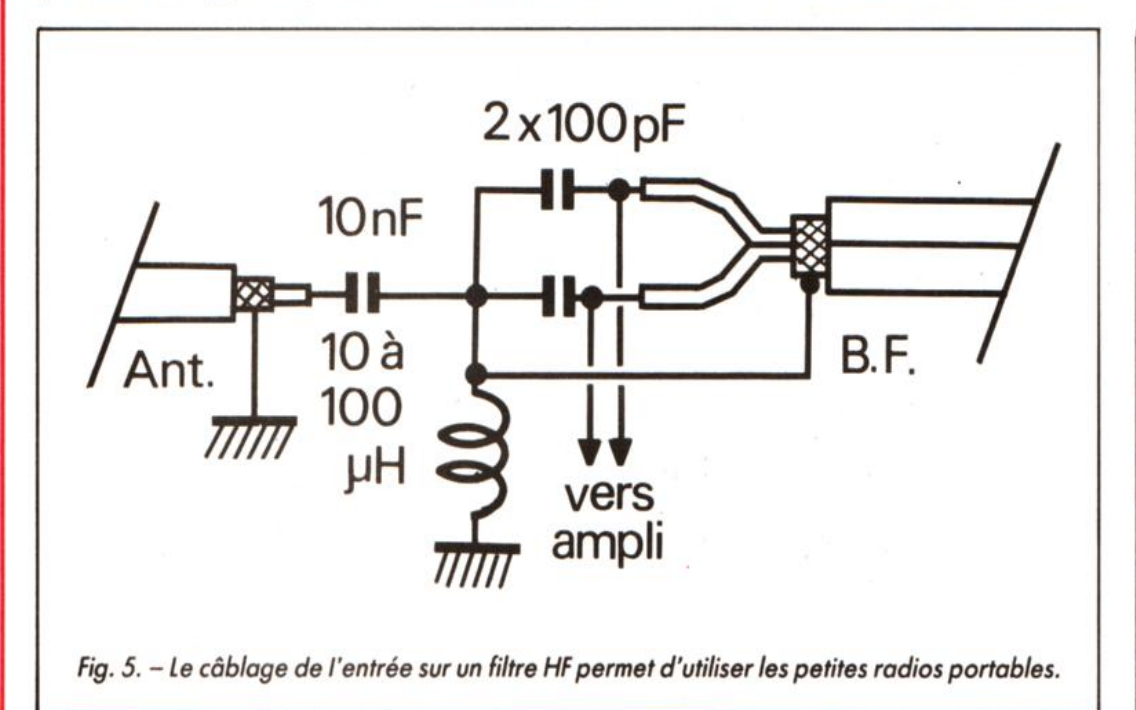
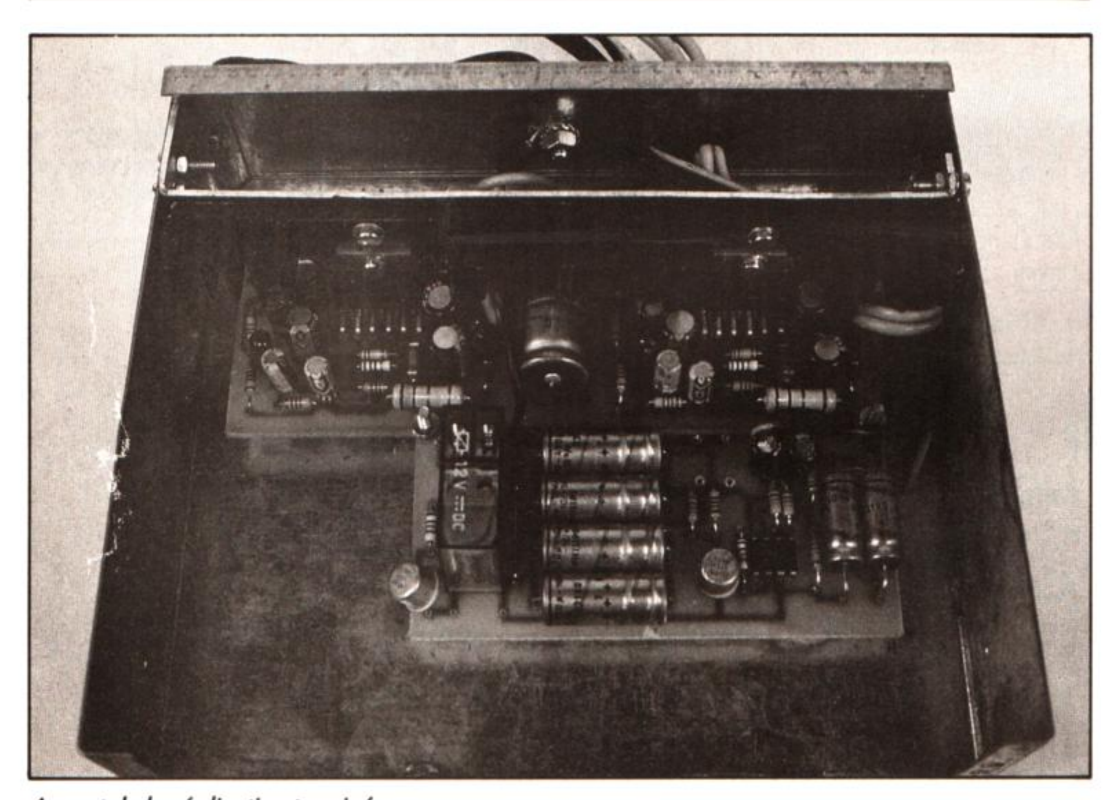



*Fig. 5. – Le câblage de l'entrée sur un filtre HF permet d'utiliser les petites radios portables.*



*Aspect de la réalisation terminée.*

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

**Ampli**

4 × 1 Ω 1 W
4 × 100 Ω
4 × 1 kΩ
4 × 820 Ω
2 × 270 Ω
2 × 12 kΩ
2 × 18 kΩ, 2 × 120 kΩ
2 × 220 µF 16 V axial
4 × 2,2 µF 16 V radial
2 × 10 µF 10 V radial
6 × 0,1 µF
8 × 100 µF 16 V radial
2 × 47 µF 16 V radial
1 × 2 200 µF 16 V axial
2 × TDA 2005
2 × BC 107 B, 108 B ou 547 B
Fusible et porte-fusible sur fil (type autoradio)

**Temporisation :**

2 × 100 kΩ
2 × 4,7 kΩ
1 × 270 kΩ
1 × 1 kΩ
1 × 100 Ω
1 × 10 kΩ
2 × 220 µF 16 V axial
2 × 47 µF 16 V radial
4 × 470 µF 16 V axial
Ampli op brochage type 741
2 × 2N1711, 3 × 1N4001
Relais 2RT genre Finder 4052

**Optionnel :**

Self de 0,1 mH (écoute des GO) ou de 10 µH (écoute OM et MF seulement).

# GENERATEUR DE FONCTIONS




# CENTRAD 368

**Encore qu'il ne s'agisse pas d'un appareil nouveau, nous avons tenu à inscrire le générateur Centrad 368 dans la série de nos tests, à cause de l'attrait qu'offre son prix modique. Malgré certaines faiblesses que cet essai cernera, le Centrad 368 peut ainsi présenter un attrait justifié pour l'amateur aux exigences modérées.**

## PRESENTATION DU GENERATEUR 368

De petites dimensions, habillé d'un coffret de tôle marron que personnellement nous trouvons assez plaisant, l'appareil, par son esthétique, attire la sympathie, et saura plaire aux jeunes.

La façade, aux teintes presque tendres, s'organise de façon rationnelle. Les commandes de sélection de gammes (cinq au total), le choix de la forme d'onde de la sortie principale (sinus, triangles et rectangles) et l'interrupteur de mise sous tension s'alignent en une rangée de poussoirs regroupés par couleurs, et clairement repérés.

Solidaire d'une échelle graduée transparente, le potentiomètre de variation continue de la fréquence couvre un rapport 1 à 20 sur chaque gamme. Il est doublé d'un vernier de réglage fin, agissant sur une plage de 0 à – 10 % de la valeur affichée.

Les deux sorties, ainsi que l'entrée de vobulation, s'effectuent sur des prises BNC. Au-dessus de la sortie principale, on trouve un atténuateur à trois positions : 0 dB, – 20 dB, et – 40 dB, soit des atténuations respectives dans les rapports 1, 1/10 et 1/100. Un potentiomètre, à droite de la façade, autorise un réglage continu à l'intérieur de chaque calibre.

La dernière commande agit sur l'offset, c'est-à-dire sur le décalage de la tension moyenne de sortie, autour de la valeur zéro. Elle se réduit à un simple potentiomètre, donnant, sur le total de sa rotation, une variation de – 5 V à + 5 V de ce décalage (sur la position 0 dB de l'atténuateur). L'offset nul correspond à la mi-course... avec toute l'incertitude que cela comporte. Nous regrettons qu'un interrupteur ne permette pas la mise hors service de la commande, en ramenant automatiquement la valeur moyenne à zéro.

## SIGNAUX, FREQUENCES ET AMPLITUDES

Le Centrad 368 délivre, sur sa sortie principale, les trois formes d'onde élémentaires de tout générateur de fonctions : sinusoïdes, triangles et créneaux, sans possibilité, toutefois, d'un réglage de la symétrie. On n'aura donc accès ni aux rampes (dents de scie) ni aux impulsions à rapport cyclique différent de l'unité. La sortie TTL donne des créneaux synchrones des signaux de la sortie principale.

Nous avons, dans les oscillogrammes A, B et C, réuni l'ensemble de ces formes d'onde, à une fréquence de 100 kHz. A chaque fois, la trace supérieure montre le signal principal, et la trace inférieure, les tensions TTL. Seules les limites des vitesses de commutation commencent à apparaître. La distorsion des sinusoïdes (inférieure à 3 %) et l'écart de linéarité des triangles (inférieur à 1 %) restent imperceptibles à l'oscilloscope.

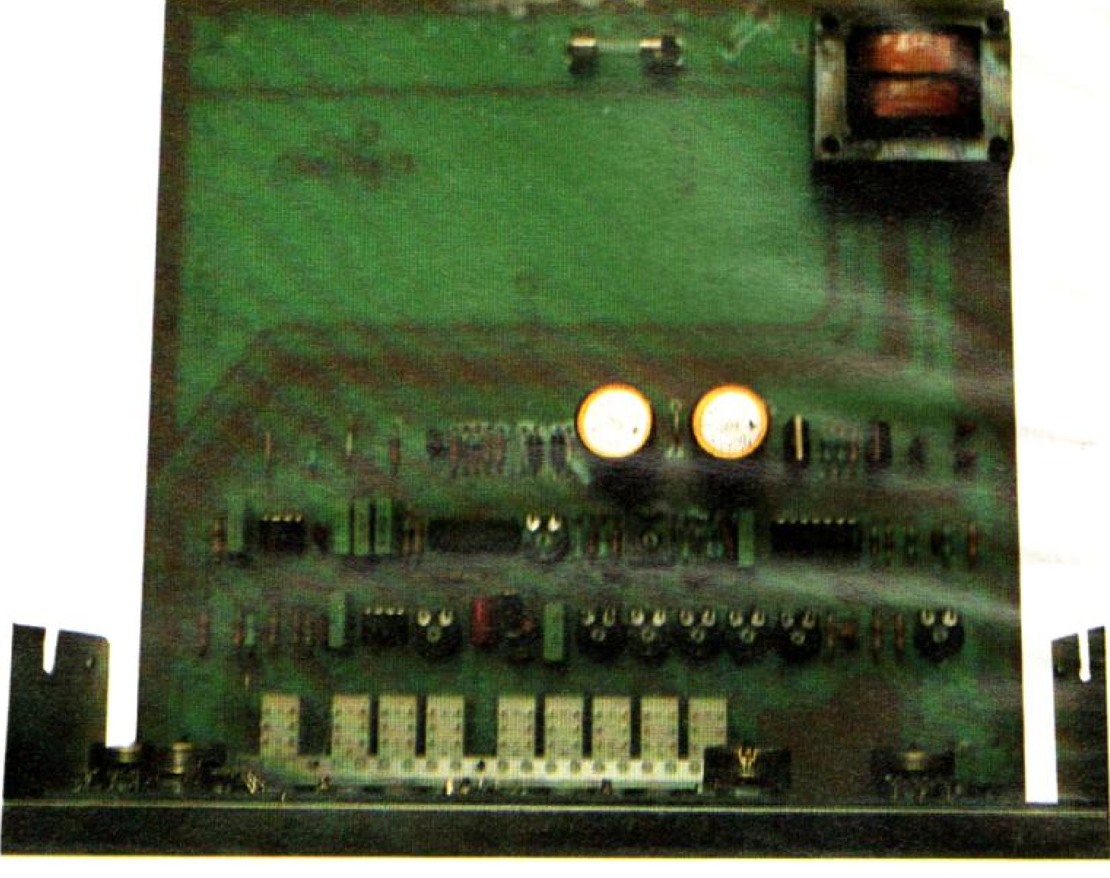
Sur la sortie principale, l'amplitude maximale atteint 10 V crête à crête, à vide. Lorsqu'on charge le générateur par son impédance propre, elle se réduit évidemment à la moitié de cette valeur. On pourra regretter que l'impédance de sortie du Centrad 368 s'établisse à 600 Ω, au lieu des 50 Ω de la plupart des appareils actuels. Si la première valeur se justifie pour certaines mesures de puissance en BF, elle ne présente, par ailleurs, que des inconvénients.

La plage des fréquences couvertes, de 1 Hz à 200 kHz, suffit amplement à toutes les




applications dans le domaine des basses fréquences. Elle permettra même, dans sa partie basse, des essais et des mesures sur certains servomécanismes. Le vernier, s'il n'autorise pas l'affichage de la fréquence engendrée, permet par contre de régler celle-ci avec une assez grande finesse, ce qui facilite certains travaux : recherche précise d'une fréquence particulière (résonance d'un filtre) qu'on lira par ailleurs sur un fréquencemètre, stabilisation d'une courbe de Lissajous, etc.

On connaît l'intérêt de la vobulation, pour l'étude rapide à l'oscilloscope, ou pour l'enregistrement graphique, de la courbe de réponse d'un circuit. L'entrée de vobulation du Centrad 368 accepte, avec une impédance de 27 kΩ tout à fait satisfaisante, des tensions jusqu'à ± 10 V, et permet une excursion de fréquence dans un rapport d'au moins 20.



## UNE CONCEPTION SIMPLE, POUR UN COUT MODERE

Nous ne présenterons pas à nos lecteurs le circuit intégré Intersil ICL 8038. Avec son frère de chez Exar, le XR 2206, il a fait l'objet de nombreuses études dans la presse technique. C'est lui qui constitue le cœur du générateur Centrad 368, lui apportant une grande simplicité de conception... mais aussi quelques limitations techniques.

Le constructeur l'a sagement exploité jusqu'à une fréquence maximale de 200 kHz, au-delà de laquelle la distorsion des sinusoïdes, et le manque de linéarité des triangles, deviennent prohibitifs. On lui reprochera par contre de n'avoir pas, à l'intérieur de ces frontières, poussé ce brave petit circuit dans ses derniers retranchements. Par exemple, une optimisation de la résistance de charge, sur la sortie rectangulaire, aurait permis un raccourcissement notable des temps de montée et de descente. Il est vrai que les étages utilisés en sortie, à base d'amplificateurs opérationnels LM 318 (slew rate de 50 V/µs, ce qui exige au moins 200 ns pour une excursion de 10 V), n'auraient pas suivi.

On distingue une première manifestation de ces limites sur l'oscillogramme D, où la trace inférieure donne toujours le signal TTL en référence. La fréquence est ici de 200 kHz (base de temps non calibrée, pour aligner les transitions avec les traits du graticule), et la « paresse à la commutation » se traduit par l'arrondissement des sommets des triangles.

Sur la sortie principale, le cas devient plus grave pour les signaux rectangulaires, comme en témoigne l'oscillogramme E. Celui-ci représente deux fois le même créneau, observé sur un oscilloscope de 50 MHz de bande passante, à double base de temps. La trace supérieure est balayée à 200 ns/division, et sa partie surintensifiée est reprise, audessous, à 50 ns/division. L'ensemble fait apparaître un temps de montée supérieur à 200 ns ; on retrouve les mêmes résultats (non illustrés), pour la descente. Dans ces conditions, le générateur ne pourra guère mesurer valablement que des temps de montée d'amplificateurs BF de puissance (de l'ordre de la microseconde).

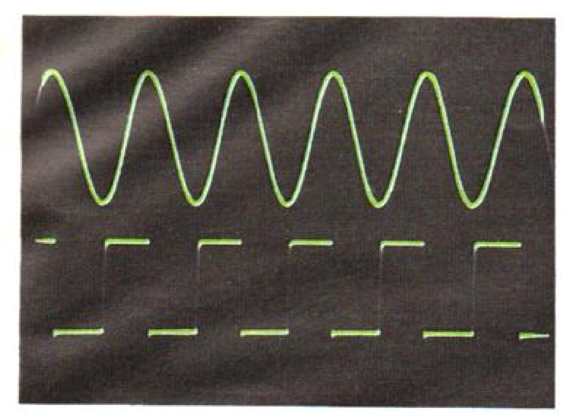
## LE CAS DE LA SORTIE TTL

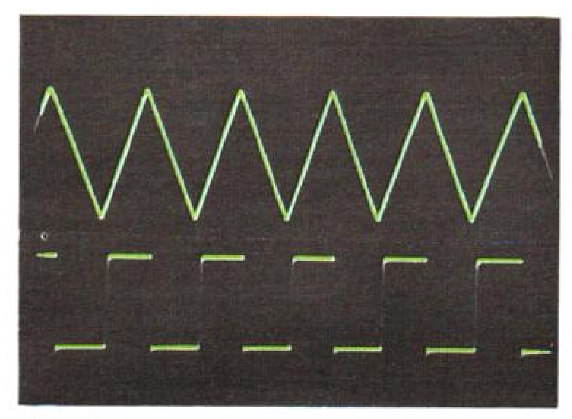
Tous les générateurs de fonctions comportent une sortie TTL. Celle-ci répond, en premier lieu, à un objectif évident : délivrer, sans aucun réglage, des signaux aux normes de cette famille logique, dont les dernières versions connaîtront encore de longs jours.

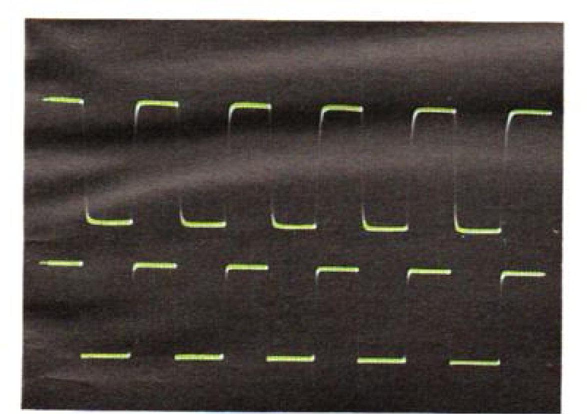
Mais, et notamment pour les appareils aux performances générales moyennes, cette même sortie permet, seule, de disposer, en rectangulaires, de temps de commutation brefs. Afin d'atteindre ce résultat, on réalise généralement l'étage de sortie à l'aide de portes ou d'inverseurs logiques, connectés en parallèle pour accroître la sortance.

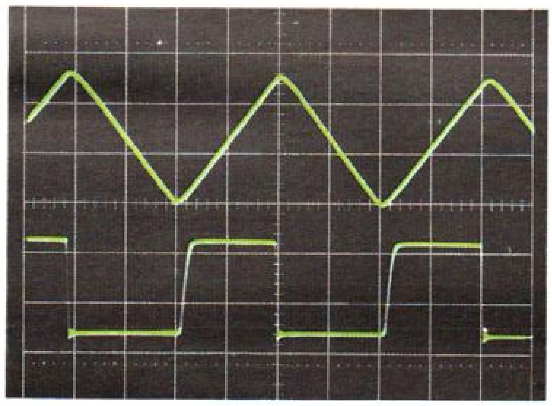
Dans le Centrad 368, la sortie met en jeu un simple transistor en collecteur commun, avec une limitation par diode sur la base, pour ne conserver que les lancées positives des créneaux prélevés sur le ICL 8038. Les résultats sont, malheureusement, à la hauteur des techniques mises en œuvre.

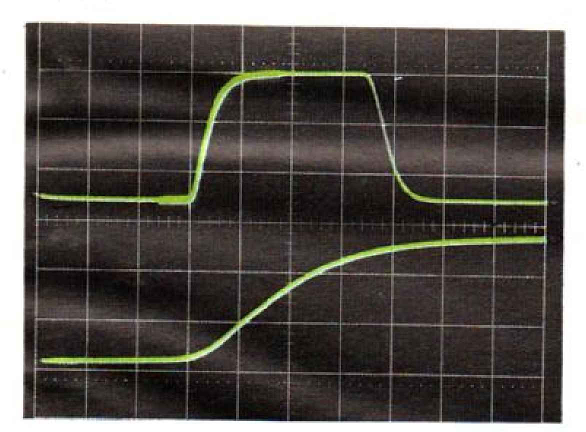
# GENERATEUR DE FONCTIONS CENTRAD 368

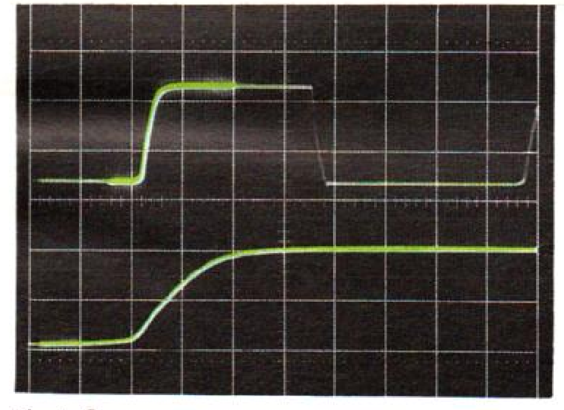

Photo A

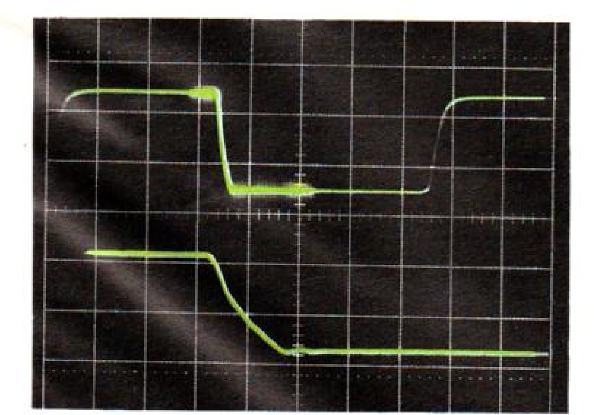

Photo B


Photo C


Photo D


Photo E


Photo F


Photo G

L'oscillogramme F, toujours relevé avec le même oscilloscope à double base de temps, montre la montée du signal, avec une vitesse de 500 ns/division en haut, et de 100 ns/division en bas. On mesure, de 10 à 90 %, environ 150 ns. Pour la descente (oscillogramme G), les durées de commutation sont sensiblement les mêmes. Il s'y ajoute des « incidents » dus au fait que les capacités parasites se déchargent d'abord dans le transistor, puis dans sa seule résistance d'émetteur.

## NOS CONCLUSIONS

Comme nous l'annoncions d'entrée, le Centrad 368 offre le mérite – si on exclut quelques productions douteuses qui ne dépassent pas le stade du jouet – d'être l'un des moins chers de tous les générateurs de fonctions actuellement commercialisés. Cette qualité non négligeable ne peut faire oublier certaines faiblesses, mais elle aidera à les excuser.

Tel qu'il est, l'appareil nous semble destiné particulièrement à une clientèle d'amateurs qui ne visent pas les performances, mais ne veulent pas, pour autant, se priver d'un laboratoire comportant l'équipement indispensable. Ils trouveront ici de quoi les satisfaire.

**R. RATEAU**

| | |
|---|---|
| *Photo A* | *Sinusoïdes et créneaux TTL à 100 kHz.* |
| *Photo B* | *Triangles et créneaux TTL à 100 kHz.* |
| *Photo C* | *Rectangles de la sortie principale et créneaux TTL à 100 kHz.* |
| *Photo D* | *Aux fréquences les plus élevées, les retards à la commutation entraînent un arrondissement des sommets des triangles.* |
| *Photo E* | *Créneaux de la sortie principale. En haut : 220 ns/div. En bas : 50 ns/div.* |
| *Photo F* | *Transition montante sur la sortie TTL. En haut : 500 ns/div. En bas : 100 ns/div.* |
| *Photo G* | *Transition descendante sur la sortie TTL. En haut : 500 ns/div. En bas : 100 ns/div.* |

# NOUVELLES DU JAPON

En huit ans, Sony a produit quelque 30 millions de Walkman. Une belle réussite pour un appareil dont l'avenir paraissait au début incertain. Grâce au Walkman, Sony reste le leader sur ce marché qu'il a inventé avec 40 % des ventes mondiales. Ce sont les Américains qui ont absorbé le plus de Walkman (38 %), tandis que les Japonais ont acheté 25 % de la production, à égalité avec les Européens.

## LE CDV EN VENTE

Les acheteurs de lecteurs CD/CDV/LD, c'est-à-dire du Pioneer CLD-70, mis sur le marché depuis juin 1987, ont dû attendre jusqu'à la mi-août pour accéder aux disques. Les premiers disques CDV, produits par Canyon Record Inc., supportent deux titres de chanteurs populaires japonais. Ils coûtent 2 400 yens (97 francs).

## LE DAT A PETITS PAS

Alors que la « DAT Conference » regroupant 60 constructeurs japonais et 20 constructeurs étrangers s'apprête à soumettre enfin à l'IEC les caractéristiques du standard du DAT, de nombreux constructeurs hésitent encore à se lancer sur le marché. Sanyo, par exemple, n'a mis en vente ses modèles que cet été : l'un destiné aux chaînes Midi, l'autre conçu comme un enregistreur séparé.

D'autres sont plus courageux, tel Kenwood qui a commercialisé un lecteur DAT pour automobile. Ce KDT-99 propose une dynamique de 92 dB et une réponse en fréquence s'étendant de 10 à 20 000 Hz. La recherche des morceaux enregistrés s'effectue à 200 fois la vitesse de lecture.

Quant à Onkyo, fidèle à ses idées lumineuses, il propose un appareil de salon, le DT-2001, utilisant des circuits numériques et analogiques totalement séparés, seulement reliés par 15 canaux optiques (fibres optiques) pour éliminer les signaux numériques interférants. C'est aussi le premier appareil à disposer d'un micro incorporé dont les signaux sont transmis par fibres optiques.

## LA REVOLUTION DE 1987

Le salon de Tokyo, l'Audio Fair, qui se tiendra du 16 au 20 septembre 1987, s'appellera *« Digital Revolution 87 – Festival of Sound and Image »*. Les organisateurs ont d'ores et déjà annoncé que la cassette du salon (équivalent de nos disques et cassettes du [feu] FISIV) sera la première cassette DAT préenregistrée à être commercialisée. Si vous voulez être parmi les premiers servis, il ne vous reste qu'à acheter un billet d'avion. L'Audio Fair attend environ 80 participants de matériels audio et vidéo (présentation de nombreux lecteurs CDV). Mais quelques importants constructeurs ont déjà déclaré forfait : Akai, Fuji, Fujitsu, Kyocera, Nakamichi, Sanyo, Sharp et Toshiba.

# LA GUERRE DES PIXELS

**La nouvelle génération de caméscopes fait rebondir la guerre des standards. Vidéo 8 mm amélioré contre S-VHS-C, ils rivalisent en résolution horizontale et en pixels. C'est à qui mettra le plus d'éléments-images unitaires sur sa pastille de CCD...**
**Le DAT a une vie moins agitée, tout empêtré qu'il est dans ses débuts laborieux.**

## NOUVEAUX STANDARDS NOUVELLE BATAILLE

La guerre des standards sur le marché de la vidéo portable va connaître une nouvelle phase. La qualité des formes en présence est en effet en train d'évoluer.

Après VHS contre Beta puis VHS-C contre 8 mm, nous voilà à S-VHS-C contre 8 mm. L'une après l'autre, les grandes marques partisanes du VHS présentent leur caméscope S-VHS-C. A commencer par JVC qui propose déjà deux modèles dont une machine pleine cassette. Le fer de lance est le GR-S55 qui ne pèse que 1,1 kg. Son capteur d'image est un CCD 1/2" proposant une résolution de 420 lignes avec 330 000 pixels (en NTSC). Il a un zoom motorisé × 6 à deux vitesses et position macro, et un obturateur électronique à trois vitesses (1/60, 1/250 et 1/1000 s). Le GF-S1000H utilise des cassettes standards S-VHS et possède deux vitesses d'enregistrement (autonomie 8 heures chez nous). En plus d'une tête d'effacement volante permettant le montage et les inserts sans bruit, il possède quatre têtes dans son tambour d'enregistrement, qui autorisent aussi bien les effets spéciaux (arrêt sur l'image, etc.) sans bruit, que l'enregistrement en haute fidélité du son. Son capteur d'image, un CCD 2/3", assure une résolution de 450 lignes avec 360 000 pixels (NTSC). Le poids du caméscope GF-S1000 H atteint seulement 2,7 kg. Sharp est lui aussi présent sur ce marché avec le VL-C70, un caméscope S-VHS-C à zoom × 8 dont la vitesse variable est commandée par un capteur de pression du doigt. Equipé d'un CCD 1/2" avec 360 000 pixels et d'un obturateur à vitesse variable, le Sharp VL-C70 est vendu au même prix que le JVC GR-S55, soit quelque 250 000 yens.

Mais c'est, pour l'instant, Toshiba qui décroche la timbale, avec son prototype qui sera commercialisé à l'automne. Ce caméscope sera équipé d'un CCD 2/3" offrant une résolution horizontale de 450 lignes avec 400 000 pixels (NTSC). Ce sera le premier caméscope fabriqué en série par Toshiba, qui jusqu'à présent sous-traitait sa production chez JVC. Le CCD, produit à 10 000 unités par mois, sera d'abord réservé au marché intérieur. Toshiba examine les possibilités d'exportation. C'est un terrain sur lequel les dirigeants de la firme préfèrent maintenant être prudents !

## LE 8 mm SE DIVERSIFIE

Sony a présenté à Tokyo et Chicago les mutations de la vidéo 8 mm. Son nouveau caméscope Handycam CCD-M7 égale le record de poids du JVC GR-C9 : 750 g pour un modèle qui ne fait qu'enregistrer (sans batterie).

Mais il fait mieux sur le plan de la consommation électrique : 4,8 W seulement. Cette caractéristique lui permet de s'alimenter sur six piles R6 alcalines d'où un poids en ordre de marche de 1,02 kg seulement (940 g avec cassette et batterie rechargeable optionnelle). Le CCD-M7 utilise un CCD à 250 000 pixels (NTSC) et une optique à double hyperfocale. Diaphragme et balance des blancs sont entièrement automatisés. Pour lire les cassettes enregistrées sur le CCD-M7, il faut recourir au magnétoscope portable EV-S1 (2,6 kg). Ce modèle programmable est également équipé d'un processeur numérique pour le son.

**P. LABEŸ**

# COMMENT CHOISIR SES CASSETTES AUDIO ?

La situation de la cassette s'est aujourd'hui stabilisée. La cassette de type III a pratiquement disparu du marché, ne laissant place qu'aux types I, utilisables sur toutes les machines, au type II exigeant un point de fonctionnement particulier, et, enfin, la cassette de type IV (métal), qui n'a pas vraiment conquis le marché mais dont on parle toujours, surtout en façade des magnétophones ou de simples lecteurs. Comme elle n'occupe qu'une modeste place dans la consommation actuelle, nous ne l'avons pas testée.



## TROIS TYPES

Pourquoi trois types ? Tout simplement parce qu'on a commencé à fabriquer des bandes magnétiques avec une famille d'oxydes, des oxydes de fer de type $Fe_2O_3$, toujours utilisés, notamment pour les besoins professionnels. Un jour, plusieurs sociétés se sont mises à imaginer une cassette compacte, nettement plus facile à exploiter que la bande sur bobines. Cette cassette n'avait au début qu'un objectif modeste, celui d'équiper des cassettophones, magnétophones miniatures et monophoniques assez performants pour la parole et un peu moins pour la musique.

Quelques années plus tard, la cassette franchissait les barrières de la HiFi avec, d'une part, le bioxyde de chrome et, d'autre part, le réducteur de bruit Dolby B.

La cassette était alors stéréophonique avec une largeur de piste inférieure à la moitié de ce qu'elle était en monophonie.

La nouvelle cassette à oxyde de chrome demandait un point de fonctionnement différent.

Si bien que la plupart des magnétophones à cassette existant ne pouvaient l'utiliser. Cette nouvelle cassette a, dès son origine, été équipée d'un système d'identification mécanique permettant aux magnétophones d'effectuer automatiquement la sélection du point de fonctionnement.

La cassette de type III, lancée par Sony, qui réunissait une couche profonde d'oxyde de fer et une couche superficielle de chrome n'a pas eu droit à cette identification ; meilleure à l'origine que les cassettes des types I et II, elle devait succomber devant plusieurs facteurs : prix de fabrication (deux couches magnétiques), absence de commutation automatique, et aussi progrès constants des cassettes à simple couche.

S'agissant du type II (famille « chrome »), beaucoup de cassettes satisfaisant à cette norme utilisent en fait un pigment magnétique basé sur un oxyde de fer modifié pour fonctionner avec le point de polarisation du type II. Inversement, d'autres font appel à un pigment du type métal pur (et non un oxyde) modifié pour ce point de travail.

Toujours plus fort, comme le type II ne suffisait pas à enregistrer à haut niveau et aux fréquences hautes imposées par les musiques synthétiques, on a cherché et trouvé les cassettes aux poudres métalliques (Scotch), cassette qui devinrent celle du type IV. Cette fois, on a prévu une nouvelle encoche de commutation automatique, encoche qui, associée à celle déjà existante sur des cassettes de type chrome, permet d'assurer toutes les adaptations possibles. Ce n'est qu'après l'apparition de cette cassette que devaient se normaliser les appellations I, II, III ou IV.

Aujourd'hui ne subsistent que trois types : même Sony, l'initiateur du type III, a abandonné son enfant. Par ailleurs, si les fabricants s'ingénient à simplifier l'adaptation de leurs cassettes, notamment par le système d'encoches, les constructeurs de magnétophones leur mettent délibérément des bâtons dans leurs roues en éliminant (c'est moins cher !) les systèmes de reconnaissance automatique. Dans les débuts de la cohabitation des deux types de cassettes, nous avions une commutation automatique vraiment pratique à utiliser ; celle-ci a disparu mais, aujourd'hui, il semblerait qu'il y ait un retour en arrière qui consiste à réhabiliter ce type de commutation pour en faire, cette fois, un argument commercial...

Comme nous avons récemment pu le voir dans une étude consacrée aux baladeurs, l'absence de commutation automatique se faisait cruellement ressentir, cette même observation s'adresse également à la plupart des machines tournantes, même celles des autoradios où, pourtant, le conducteur n'a pas besoin de cette distraction supplémentaire.

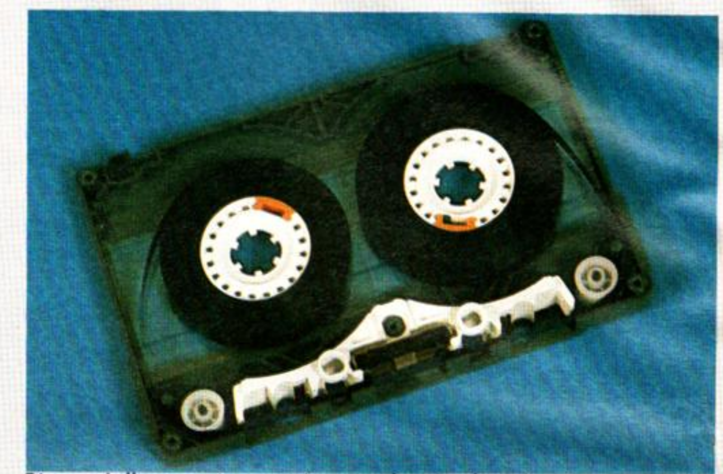
## LES MERITES RESPECTIFS DES TYPES I, II ET III

Commençons par la cassette de type I. Il s'agit du plus ancien et tous les magnétophones l'acceptent avec bienveillance. Son gros intérêt est son universalité d'emploi : pas de problème de commutation d'un appareil à l'autre si vous optez pour elle. Ses performances se sont pratiquement hissées au niveau de celles du chrome qu'elle dépasse lorsqu'on parle de dynamique à fréquence basse. Excellent comportement dans l'aigu également, mais sa constante de temps de 120 µs ne favorise pas son bruit de fond intrinsèque.

Le type II permet d'excellents enregistrements avec le maximum de dynamique lorsqu'on surveille l'aiguille ou les diodes de l'indicateur de niveau. Cette cassette donne en général plus de distorsion que celle de type I, au zéro dB de l'indicateur, et son bruit de fond est plus faible. Donc, pour ce type d'enregistrement sans surmodulation par rapport à l'indicateur, les résultats seront légèrement supérieurs. Le comportement aux fréquences hautes est sensiblement le même que celui des cassettes de type I.

Le type IV bénéficie par contre d'une très nette supériorité dans l'aigu, on peut enregistrer de l'aigu à un niveau très élevé sans qu'il y ait de saturation. C'est d'ailleurs le seul avantage de cette cassette qui permet de faire défiler la bande magnétique à la moitié de sa vitesse nominale tout en présentant des caractéristiques HiFi, ce que certains fabricants ont tenté de faire mais sans suite. Ce type de bande a également été essayé dans des microcassettes pour leur donner accès à la HiFi, une tentative demeurée, elle aussi, sans lendemain. Le développement de réducteurs de bruit comme le Dolby C ou d'un modificateur de dynamique comme le Dolby HX Pro ont permis de relever le niveau de saturation dans l'aigu des cassettes de type I et II, ce qui rend nettement moins intéressante la cassette de type IV, plus chère à la production comme à la vente.



*Bien qu'elle ne soit pas très compliquée, la mécanique enregistre des progrès constants. Ici, un guide bande en céramique sur la UX-PRO de Sony.*

La faible part de marché occupée par le type IV nous a conduit à l'éliminer du test des 24 cassettes, nous avons préféré nous concentrer sur les autres types. Si vous avez envie de vous acheter des cassettes de type IV, cassettes dite « métal », votre enregistreur doit obligatoirement disposer de la sélection correspondante.

Si par contre vous disposez d'un lecteur de cassettes (et non d'un enregistreur) et que vous avez dessus une position métal, sachez qu'il ne s'agit ni plus ni moins que d'une position chrome, déguisée.

Donc, en résumé : le type IV peut être utilisé pour l'enregistrement, en direct, de musiques synthétiques ; dans d'autres circonstances, les types I ou II conviennent parfaitement... si elles sont de « haute naissance », bien entendu...

## LES BOITIERS

Le boîtier de la cassette joue un rôle important, il fait partie en effet du système de défilement. S'il est fabriqué avec une précision douteuse, la bande sera mal guidée, l'azimut non respecté et on observera une chute dans l'aigu. Le matériau dans lequel il est moulé est sujet à des déformations s'il est soumis à des contraintes thermiques. Aujourd'hui, les constructeurs sérieux choisissent des matières résistant à la température comme celle que vous pouvez obtenir en plein soleil dans une voiture, derrière le pare-brise. En revanche, l'emballage, de plastique transparent, sera sans doute déformé, nous avons déjà rencontré une telle situation.

Comme beaucoup de constructeurs n'en parlent pas, assurez-vous de leur comportement auprès du vendeur ou de vos amis, à moins que vous n'ayez vous-même fait des expériences (par exemple dans un four, thermostat à 2 par exemple). Une chose à savoir également : n'hésitez pas à « pirater » vos disques plutôt que d'en acheter une version enregistrée sur

# COMMENT CHOISIR SES CASSETTES AUDIO ?

cassette, les duplicateurs travaillent au centime et, s'ils investissent (parfois) sur la bande, ils sélectionnent les boîtiers non sur leur qualité mais sur leur prix. Ne laissez surtout pas de cassettes préenregistrées dans votre voiture, elles tomberaient vite en panne. Nous avons fait quelques mauvaises expériences de ce type. Les artistes devraient peut-être s'intéresser au problème et faire pression, surtout maintenant qu'ils perçoivent (en principe) des revenus supplémentaires grâce à vous, consommateurs de cassettes.

Maxell se distingue avec une cassette réalisée dans un matériau lourd et inerte antivibrations tandis que Sony divise sa cassette Ux-Pro en installant dans les coquilles un guide moulé dans une matière plastique chargée de céramique lui conférant une grande rigidité.

Les fenêtres des cassettes s'agrandissent et occupent pratiquement toute la surface grâce à une technique de moulage de deux matières plastiques. Cette technique permet d'avoir une rigidité suffisante, objectif numéro un des fabricants au même titre que la précision. Tout le monde utilise aujourd'hui des feuilles de glissement nervurées pressant doucement la bande afin de garantir la régularité du bobinage.

Le presseur lui aussi demande beaucoup de soins, la technique actuelle consiste à diviser le ressort en deux branches permettant de mieux répartir la pression. Par ailleurs, pour tenir compte des doubles têtes d'enregistrement et de lecture, on élargit le presseur de feutre, et on le rend plus souple pour qu'il épouse mieux la forme de la tête.

## LA DUREE

Choisir sa cassette, c'est choisir sa durée. Si on propose encore, mais de moins en moins, des cassettes C120 autorisant une autonomie d'une heure par face, elles ne sont pas recommandées compte tenu de la minceur du support. La C90 permet d'enregistrer un 30 cm par face environ, la C60 quelques morceaux choisis. Cette dernière est incontestablement la plus robuste, mais la C90 reste un choix raisonnable, compromis entre la robustesse de la C60 et la fragilité de la C120.

Les performances peuvent changer avec la durée de la cassette : d'une part, on modifie l'épaisseur du support et, d'autre part, celle de la couche magnétique.

Une couche magnétique plus épaisse donne un niveau de sortie légèrement supérieur et le bruit de fond diminue légèrement, la dynamique d'une cassette C60 sera donc en principe supérieure. Nous précisons en principe, car tous les fabricants n'augmentent pas l'épaisseur de la couche magnétique pour leurs cassettes C60.

## LES PERFORMANCES

Là, nous entrons un peu plus à fond dans la technique. Nous entamons également le chapitre des tests avec une explication détaillée de l'intérêt de chaque manipulation, de chaque mesure.

Avant tout, nous devons préciser les caractéristiques du magnétophone employé... une machine suisse, précision oblige, particulièrement adaptée à ce type de manipulation.

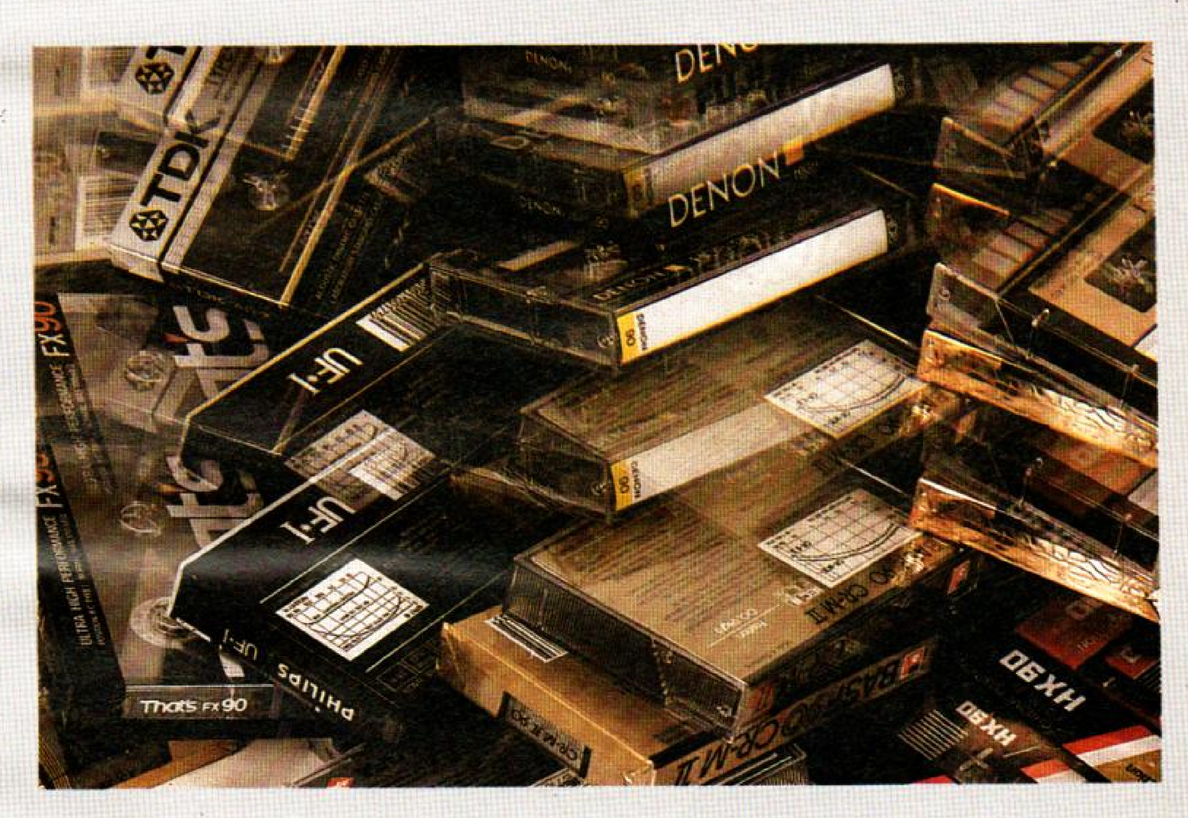
Ce magnétophone, vous l'aviez peut-être deviné, est un Revox B215, l'unique machine à cassette de M. Studer. Ce magnétophone est équipé de deux réducteurs de bruit Dolby B et C, nous les utiliserons ici pour montrer ce que l'on peut obtenir des cassettes utilisées sur un magnétophone moderne. En plus des Dolby, Revox a introduit le système d'extension de dynamique Dolby HX Pro, né d'une amélioration par Bang & Olufsen d'un système créé par Dolby, le HX.

Il modifie la prémagnétisation en fonction du signal d'entrée et évite l'auto-effacement de la bande lorsque le niveau du signal, essentiellement à fréquence haute, devient trop important.

Ce magnétophone est équipé d'atténuateurs électroniques et non de potentiomètres mécaniques, ce qui permet de retrouver avec précision les valeurs de gain d'entrée présélectionnées. En outre, il a reçu un dispositif d'accord automatique des paramètres d'enregistrement mémorisables, une fois le magnétophone réglé sur une bande de son choix, les enregistrements seront optimisés.

Ainsi, lors de nos tests, nous avons accordé notre appareil sur les bandes CEI I et II, toutes les mesures seront donc effectuées en fonction de cette référence.

Bien sûr, l'appareil est un deux têtes, le constructeur uti-



lise une tête double associant un circuit magnétique d'enregistrement à entrefer large et un de lecture à entrefer étroit.

## LES MESURES : SENSIBILITE

La sensibilité de la bande est mesurée par rapport à celle de la bande CEI. On enregistre un signal à 333 Hz et on mesure le signal de sortie. Chaque bande bénéficie de sa propre sensibilité, alors qu'en principe cette donnée devrait être identique à celle de la bande CEI.
Une bande sensible donne un niveau de sortie plus élevé, ce qui devrait être intéressant ; mais, pratiquement, la différence de sensibilité, qu'elle soit positive ou négative, provoque une modification de la bande passante lorsque le réducteur de bruit Dolby est en service.
Ce réducteur de bruit est en effet du type non linéaire, la modification de dynamique (compression ou expansion) dépend du niveau réel présent sur la bande. Si votre magnétophone ne dispose d'aucun réglage de sensibilité, ce qui est le cas de la plupart d'entre eux, vous aurez intérêt à prendre une cassette dont la sensibilité est aussi proche que possible de la sensibilité de la bande CEI... A condition toutefois que cette bande ait été utilisée pour le réglage du magnétophone, ce qui n'est pas toujours le cas.

## TAUX DE DISTORSION PAR HARMONIQUE 3 A 333 Hz ET 0 dB

Lorsque le niveau d'enregistrement augmente, la bande se sature, la distorsion apparaît essentiellement par troisième harmonique. Plus le niveau d'enregistrement est élevé et plus la distorsion est importante. La mesure est faite ici au 0 dB de la cassette CEI, le niveau réel sera bien sûr différent d'une cassette à l'autre compte tenu de sa sensibilité propre.
Comme nous vous proposons une série de cassettes mesurées dans les mêmes conditions, la comparaison est possible. Un point de repère abstrait, le flux magnétique sur la bande : il est de 230 nWb/m au 0 dB de l'indicateur de niveau de bord du 215 (nominal 200 nWb/m).
Plus le taux de distorsion est faible, meilleure est la cassette, comme vous vous en doutez.
Les taux que nous avons trouvés ici sont relativement élevés en effet, ils correspondent à un niveau d'enregistrement important. Beaucoup de magnétophones à cassettes sont réglés au-dessous de ce niveau.



## MOL A 3 % DE DISTORSION

Il s'agit là du niveau maximal de sortie, le terme Mol est un peu anglais sans doute, mais il est utilisé couramment sur les documentations des fabricants.
Ce niveau est le niveau maximal que peut supporter la bande magnétique pour un taux de distorsion harmonique trois donné, en l'occurrence 3 % pour un appareil ou une bande magnétique grand public. Ce niveau est le niveau mesuré en sortie du magnétophone, la cassette étalon CEI donne un niveau de sortie de 0 dBv, soit 0,775 mV au 0 dB, le niveau indiqué ici est le niveau par rapport au 0 dBv de cette cassette, il s'agit donc d'un niveau que nous aurions pu exprimer en dBv.
Cette mesure exprime la possibilité de surmodulation d'une cassette.

## SOL A 12,5 KHZ

Si la mesure du taux de distorsion par harmonique 3 est possible à fréquence basse, aux fréquences hautes (plus de 5 kHz) les harmoniques impaires ne passent plus. On est donc amené à utiliser un autre système, la mesure du niveau maximal de sortie que l'on peut obtenir à fréquence haute. En augmentant progressivement le niveau d'entrée du signal, on s'aperçoit que celui de sortie croît d'abord linéairement, puis moins vite que le niveau d'entrée, et enfin reste à un niveau maximal avant de décroître. Nous mesurons ici le sommet de la courbe. Plus le niveau est important, plus la cassette est bonne. Deux valeurs sont indiquées ici, une sans réducteur de bruit, l'autre avec Dolby C. Le Dolby C dispose de circuits faisant reculer la saturation ; le gain, comme on le constatera ici, est voisin de 5 décibels, on double presque le niveau maximal de sortie. La fréquence indiquée ici est relativement élevée. On retrouvera cette saturation sur les courbes de réponse en fréquence mais il faut savoir, pour ne pas trop s'inquiéter de ce phénomène, que le niveau d'aigu présent dans un message musical s'atténue lorsque la fréquence augmente.

## BRUIT DE FOND

Un phénomène bien connu, trois mesures ici pour tenir compte des deux réducteurs de bruit. La mesure est pondérée, le chiffre est meilleur que sans pondération mais il permet de tenir compte de l'amélioration subjective due au réducteur de bruit. Etant donné que toutes les cassettes sont mesurées dans les mêmes conditions, des comparaisons sont effectuées sans problème. Le niveau indiqué ici est relatif au niveau de sortie nominal de la cassette CEI, I ou II suivant la cassette concernée.

## DYNAMIQUE A 333 Hz ET 12,5 kHz

La dynamique ne se mesure pas directement, elle découle de la mesure du bruit de fond et du niveau de sortie maximal. Cette dynamique est la différence entre le niveau maximal de sortie et le bruit de fond. Nous l'exprimons ici avec le réducteur de bruit le plus efficace ; si vous avez envie de connaître d'autres valeurs, nous vous laissons le soin de les calculer.
Cette donnée est fondamentale dans le classement des cassettes : plus la dynamique est importante et mieux on se

rapproche de la dynamique des enregistrements ; aujourd'hui, avec des sources comme les CD, il est important de bénéficier d'une dynamique élevée.

## COURBES DE REPONSE EN FREQUENCE

Nous avons groupé plusieurs informations en une seule figure, en haut, deux courbes, toutes deux relevées au zéro dB, l'une, en trait continu sans réducteur de bruit, l'autre avec réducteur. On remarquera sans difficulté l'amélioration imputable au réducteur de bruit. Ici, le système d'extension de dynamique HX Pro reste en service pour les deux courbes. En bas, superposition également de deux courbes, la courbe de la bande étalon CEI I ou II et la courbe de la cassette. On remarquera, tout en haut, la saturation de la bande aux fréquences hautes et, en bas, la différence de sensibilité des cassettes par rapport à la cassette CEI et pour toutes les fréquences.
On constatera que certaines cassettes ont tendance à favoriser l'aigu. Si le magnétophone dispose d'un système de réglage automatique, les accidents de la courbe seront automatiquement nivelés.

## REGULARITE DE NIVEAU

Un parcours de 2 mn le long d'une bande magnétique. L'idéal serait bien sûr un trait droit. Nous n'avons pas été trop méchant, nous aurions pu par exemple enregistrer le même signal sur les deux voies et effectuer la différence, la moindre modification de phase entre les voies entraînant une variation importante du niveau... Ici, nous enregistrons un signal à 8 kHz et nous le lisons, la portion de bande est prise au centre de la cassette. Plus le tracé se rapproche de la ligne droite, meilleure est la cassette.

## COMMENTAIRES

S'agissant de la sensibilité, nous constatons que l'écart par rapport à la sensibilité nominale atteint 1,3 dB pour les cassettes de type I et 2,6 dB pour le type II. Attention donc aux réducteurs de bruit non linéaires comme les Dolby ; en revanche, pas de problème avec un dbx.
Petite promenade du côté de la distorsion : de 0,2 à 0,5 % pour le type I et de 0,4 à 1,1 % pour le type II, une constatation classique, le type II « tord » plus que le type I, ce n'est pas nouveau.
Le niveau maximal de sortie se classe entre + 2,3 dB et + 6,2 dB pour le type I, et + 4,1 dB et + 6,3 dB pour le type II, des résultats pratiquement identiques pour les deux familles.
On constatera aussi qu'il n'y a pas de corrélation entre le taux de distorsion et le niveau maximal de sortie (au maximum de sortie à 12,5 kHz).
Cette absence de corrélation signifie que les courbes de distorsion en fonction du niveau de modulation n'ont pas la même forme pour toutes les cassettes...
En ce qui concerne le niveau de sortie à 12,5 kHz, l'écart entre les cassettes reste faible : 2,4 dB entre la meilleure et la plus mauvaise (elle n'est pas vraiment mauvaise) des cassettes de type I.
Pour le type II, nous avons un écart nettement plus important puisqu'il atteint 4,5 dB. On



# COMMENT CHOISIR SES CASSETTES AUDIO ?

constate aussi que sur ce plan la cassette de type I se comporte mieux que celle de type II. A méditer. Côté bruit de fond, la palme revient aux cassettes de type II qui ont droit à leur correction à 70 µs au lieu de 120 µs.

Au tour de la dynamique à présent : le champion pour le type I, c'est Sony à 333 Hz ; à 12,5 kHz, autre champion ex-aequo, Fuji, et des performances très proches chez Agfa, Basf, Maxell et That's.

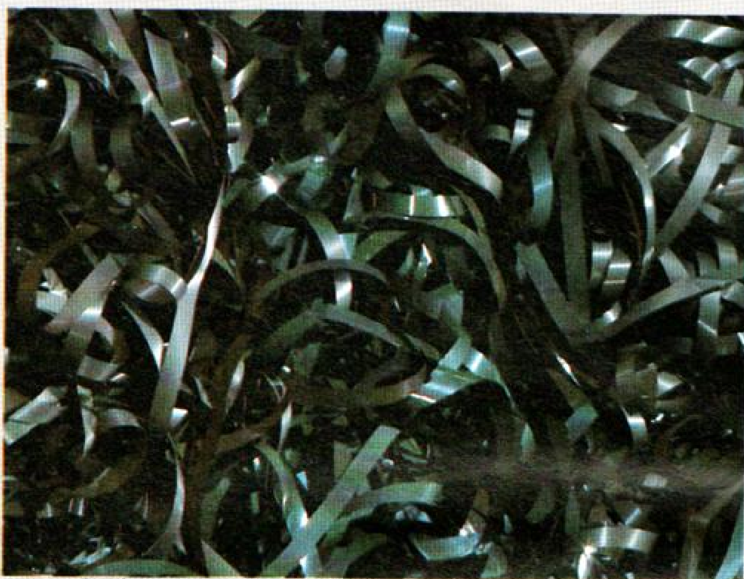
Pour le type II, le champion est Philips à 333 Hz et That's à 12,5 kHz. Vous découvrirez vous-même le dernier de la classe.

Curieusement, vous remarquerez que la dynamique à 12,5 kHz peut être supérieure à celle mesurée à 333 Hz. En effet, aux 3 % de distorsion correspond une saturation débutante, tandis qu'à 12,5 kHz, le niveau de sortie correspond à une saturation très importante. Pour rétablir l'équilibre, il nous aurait fallu procéder d'une autre façon.

Pour les courbes de réponse, vous sélectionnerez la meilleure linéarité possible si votre magnétophone n'a pas de système d'alignement automatique. La cassette sera d'autant meilleure qu'elle se rapprochera de la courbe CEI et que sa saturation sera la moins marquée possible.

Pour la régularité du niveau de sortie, très bonnes performances pour Basf, Maxell, Philips, SKC, TDK et Thats, pour le type I, et pour le II Maxell et Philips, SKC se distinguant dans le mauvais sens, un écart de plus de 1 dB au milieu d'une cassette notamment que nous n'avons pas représenté ici, sans doute s'agissait-il d'un accident de parcours...

Un classement final ? Difficile, car certaines cassettes se classent numéro un pour certains paramètres et en dernier pour d'autres. Une formule de classement que vous pourrez faire vous-même consisterait à classer les cassettes pour chacun de leurs paramètres puis à ajouter les rangs de classement afin d'obtenir une note moyenne. En réalité, il conviendrait de distinguer deux classements ; en effet, une différence de sensibilité sera compensée par un système de réglage automatique du niveau.



*Toutes les bandes se ressemblent...*

Avec ces appareils, le paramètre sensibilité devient sans importance, de même que la forme de la courbe de réponse. Ne pas oublier non plus que certains paramètres peuvent apparaître deux fois, par exemple le niveau maximal de sortie intervient dans la dynamique.

Nous avons donc tenté un classement des deux types en tenant compte de la sensibilité, de la distorsion et des deux dynamiques, ce qui nous a donné le classement suivant pour le type I : 1$^{ers}$ Fuji et Sony, 3$^{e}$ Basf, 4$^{e}$ That's, 5$^{e}$ TDK, 6$^{e}$ Maxell, 7$^{e}$ Memorex, 8$^{e}$ Philips, 9$^{e}$ SKC, 10$^{e}$ Agfa, 11$^{e}$ Denon et 12$^{e}$ Scotch.

Pour le type II, nous avons l'ordre suivant : Basf, Philips, Agfa, Sony, Fuji, TDK, Memorex, Maxell, Denon, Scotch, That's et SKC.

Certaines de ces cassettes se classent numéro 1 pour certains paramètres mais 12$^{e}$ pour d'autres, ce qui a vite fait de modifier le classement. Que l'on ne conclue pas trop vite en délaissant certaines cassettes car, comme vous l'avez sans doute constaté, les écarts entre les performances ne sont pas très importants. Le dernier est en réalité très près du premier et on fera intervenir des paramètres comme le prix (intéressant lors d'opérations promotionnelles) ou encore la présentation ou l'expérience que vous avez de leur fiabilité.

Nous avons pris ici des cassettes de marque mais, attention, si vous les comparez à des « sans marques », vous risquez d'accentuer les écarts...

**E.L.**



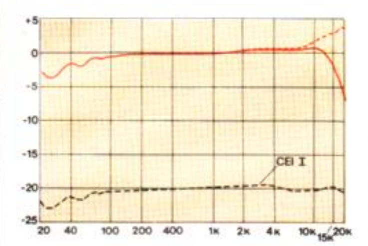

*Le Revox B-215, pour les essais. La machine est prévue pour fonctionner sur les références IEC, mais peut s'accommoder d'autres types moyennant réglages.*



## BASF LH Maxima XI

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | – 0,3 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,32 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 4,7 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 1,5/+ 3,8 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 51,2/– 60,8/– 65,8 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 70,5/69,6 |






▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

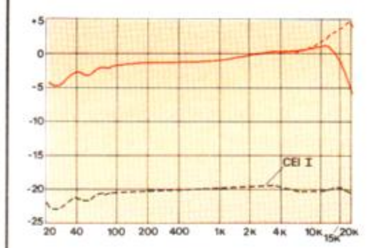
◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.




## AGFA F-DX I S

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | – 1,3 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,38 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 3 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 1,2/+ 3,8 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 51,5/– 61,8/– 65,8 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 68,8/69,6 |




▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

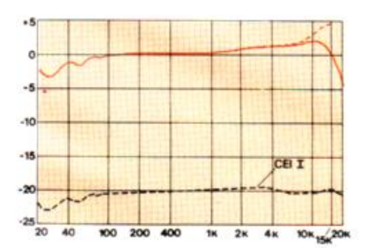
◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.




## FUJI FR I S

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | + 0,2 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,24 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 4,7 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | 0/+ 5 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 51/– 60/– 64,8 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 69,5/69,8 |






▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

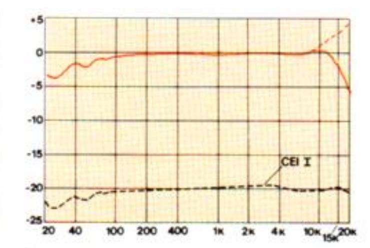
◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

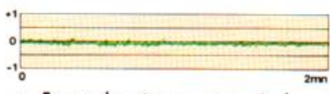



## DENON DX 4

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | – 0,4 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,48 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 3,9 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 2,5/+ 2,5 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 51/– 60/– 65 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 68,9/67,5 |



▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

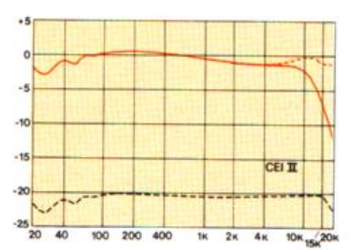


## AGFA C-DX II S

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | II |
| Sensibilité | (dB) | + 0,1 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,47 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,6 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 4,8/– 0,3 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 56,2/– 64,8/– 66,8 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 74,4/68,5 |







▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

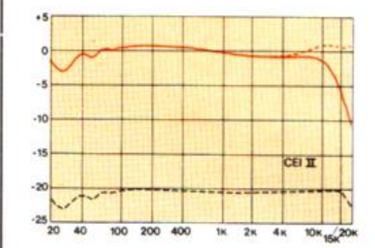



## BASF CRM II

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | II |
| Sensibilité | (dB) | + 0,3 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,4 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,9 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 4/+ 0,8 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 56,7/– 64,8/– 69 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 74,9/69,8 |




▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

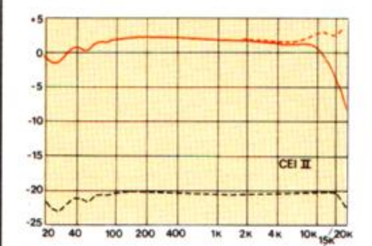


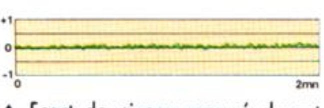

## DENON HD 8

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | II |
| Sensibilité | (dB) | + 2,5 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,9 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,9 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 2/+ 3,2 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 53/– 61,8/– 67,6 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 73,5/70,5 |




▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

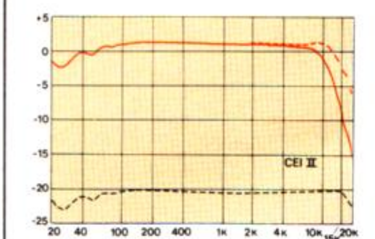



## FUJI FR II

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | II |
| Sensibilité | (dB) | + 1,2 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,5 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,5 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 4,6/0 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 55,2/– 63,8/– 68,8 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 74,3/68,8 |







▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

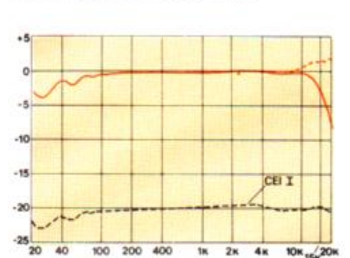


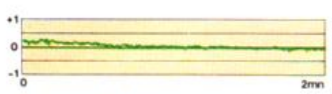


# MEMOREX MRX I S

## NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | − 0,1 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,3 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 4,4 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | − 3/+ 2,2 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | − 50,5/− 60/− 65,2 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 69,6/67,2 |



▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

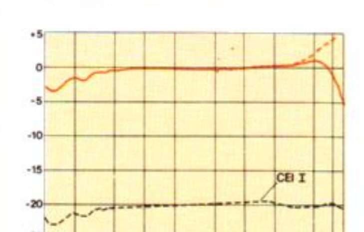
◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

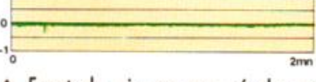



# MAXELL XL I S

## NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | − 0,5 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,39 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 4,2 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | − 1,2/+ 3,8 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | − 51,5/− 60,5/− 65,8 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 70/69,6 |



▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

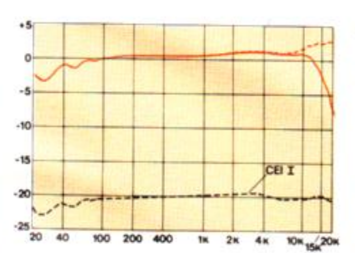





# SCOTCH XS I

## NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | + 0,6 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,43 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 2,3 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | − 2,1/+ 2,8 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | − 51,2/− 60,2/− 65,3 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 67,6/68,1 |






▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

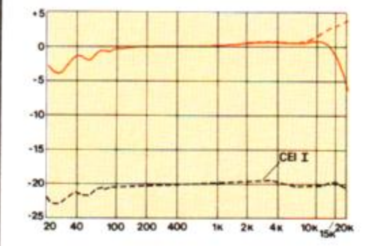
◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.



# PHILIPS UF I

## NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | 0 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,38 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 4,4 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | − 1,8/+ 3,2 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | − 49,6/− 59,2/− 64,7 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 69,1/67,9 |






▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.



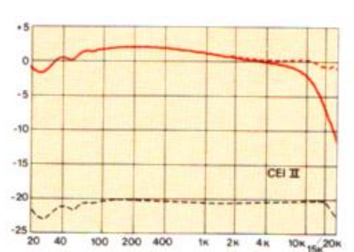


## MAXELL XL II S

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| Type | | II |
|---|---|---|
| Sensibilité | (dB) | + 1,8 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,79 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,2 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 4/+ 0,5 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 56,4/– 64,6/– 69 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 74,2/69,5 |



▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

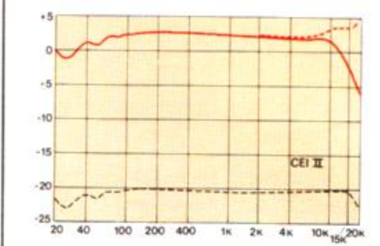



## MEMOREX CDX II

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| Type | | II |
|---|---|---|
| Sensibilité | (dB) | + 2,6 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 1 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 6,3 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 2,8/+ 2,2 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 54/– 62,8/– 68,1 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 74,4/70,3 |



▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.




## PHILIPS MC II

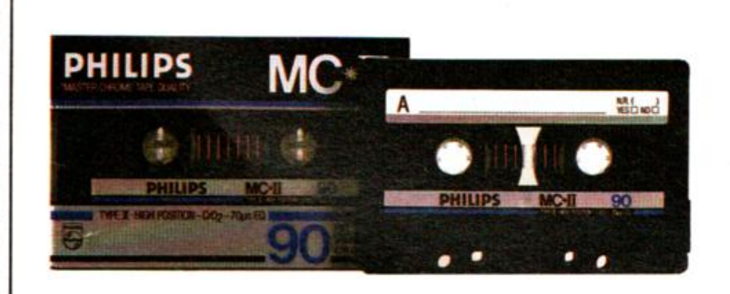
HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| Type | | II |
|---|---|---|
| Sensibilité | (dB) | + 0,6 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,4 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,8 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 4,5/0 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 56/– 64,5/– 69,2 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 75/69,2 |

▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

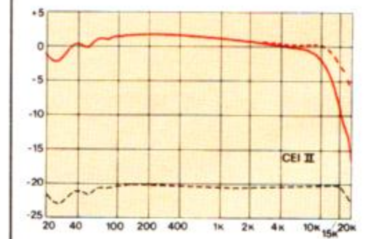



## SCOTCH XS II

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| Type | | II |
|---|---|---|
| Sensibilité | (dB) | + 1,7 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,65 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,6 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 5,5/– 0,8 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 54,8/– 63,2/– 68,2 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 73,8/67,4 |



▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

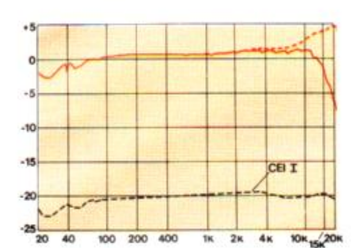




## SONY HF ES 90

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | + 1,3 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,22 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 6,2 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | − 1,2/+ 4 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | − 51/− 60,5/− 65,8 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 72,0/69,8 |






▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

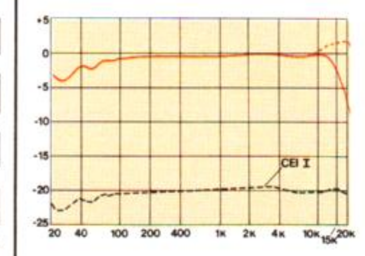
◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.




## SKC GX 90

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | − 0,3 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,35 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 4,1 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | − 2,5/+ 2,5 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | − 50,5/− 59,5/− 65 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 69,1/67,5 |






▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

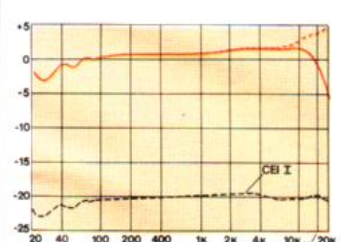





## THAT'S FX

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | + 0,6 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,2 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,4 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | − 1/+ 4,1 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | − 50,8/− 60/− 65,5 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 69,9/69,6 |






▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

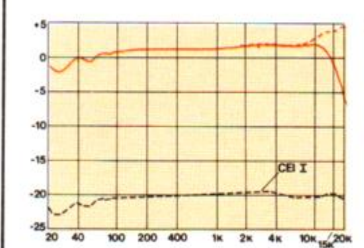


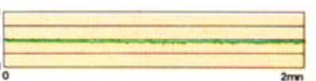



## TDK AD X

### NOUS AVONS MESURE :

| | | |
|---|---|---|
| Type | | I |
| Sensibilité | (dB) | + 1,2 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,18 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 6 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | − 1/+ 4 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | − 51,1/− 60,1/− 65,2 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 71,2/69,1 |



▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

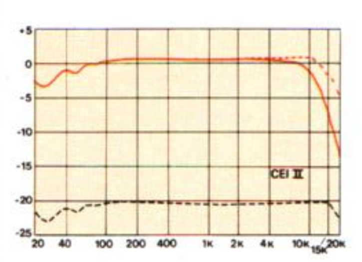


## SKC HX 90

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| Type | | II |
|---|---|---|
| Sensibilité | (dB) | + 0,9 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,8 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 4,1 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 4/0 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 54,2/– 63/– 68,2 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 72,3/68,2 |




▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.

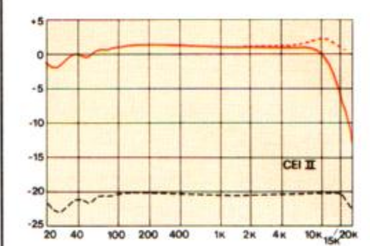



## SONY UX PRO

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| Type | | II |
|---|---|---|
| Sensibilité | (dB) | + 1,6 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,5 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,7 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 2,5/+ 2,5 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 55,4/– 63,8/– 68,5 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 74,2/70,7 |




▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.




## TDK SA X

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| Type | | II |
|---|---|---|
| Sensibilité | (dB) | + 1,7 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 0,71 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,5 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 3,8/+ 1,2 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 56,2/– 64,8/– 68,2 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 73,7/69,4 |



▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.




## THAT'S EM X

HP 8/87

### NOUS AVONS MESURE :

| Type | | II |
|---|---|---|
| Sensibilité | (dB) | + 2,6 |
| TDH3 à 333 Hz 0 dB | (%) | 1,1 |
| MOL/3 % TDH3/333 Hz | (dB) | + 5,7 |
| SOL/12,5 kHz | 0/Dolby C/dB | – 1/+ 4 |
| BdFA/0 dB 0/B/C | (dB) | – 53,5/– 62,5/– 67,6 |
| Dynamique 333 Hz/12,5 kHz | | 73,3/71,6 |

▲ Ecart de niveau mesuré durant 2 minutes.

◀ Réponses en fréquences comparées. En noir, la référence IEC ; en couleur, celle de la cassette à l'essai.



# Notre courrier technique

par R.A. RAFFIN

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

**RR – 04.20 : M. Gérard SIMONDAN, 03 VICHY, nous demande :**
**1° conseil pour le dépannage d'un radiocassette ;**
**2° quelle formule employer dans le calcul de la fréquence des oscillateurs BF à résistance et capacité ;**
**3° conseil pour l'installation d'antennes FM.**

*1° Nous sommes désolés, mais vous nous demandez un travail **rigoureusement impossible.** En effet, nous l'avons dit et écrit maintes fois le diagnostic ou le dépannage à distance est impensable faute de pouvoir examiner l'appareil et de s'y livrer à des mesures systématiques indispensables ; nous ne sommes pas devins !*
*Exemples :*
*a) Il est possible en effet, que le condensateur de découplage d'alimentation dont vous doutez soit en court-circuit ; c'est à vous de le vérifier ! Personnellement, nous ne pouvons pas le savoir. Il vous suffit de le déconnecter et de le mesurer...*
*b) Même remarque concernant la section « radio ». A savoir qu'il est bien possible qu'il s'agisse d'une absence totale d'alimentation. Là aussi, c'est à vous de le vérifier ; il vous suffit de connecter un voltmètre, un multimètre, à la sortie de l'alimentation...*
*Notez que si l'alimentation est en cause, le moteur ne peut pas tourner non plus !*
*2° Dans tous les oscillateurs à résistance et capacité, la fréquence d'oscillation est donnée par la formule **approximative** suivante :*
$F = 0,5 \pi R C$
*Nous disons bien formule « approximative », car, dans de tels montages, il y a de multiples facteurs qui sont susceptibles d'intervenir pour modifier la fréquence d'oscillation.*
*En conséquence, pratiquement, lorsque l'on est en présence d'un oscillateur R C quel qu'il soit, on ne calcule pas sa fréquence... **on la mesure** au fréquencemètre.*
*3° On ne peut pas connecter par un moyen simple une antenne FM polarisée verticalement sur une seconde antenne FM polarisée horizontalement, et le tout sur un seul câble de descente.*
*La solution de votre problème passe par l'installation de deux antennes au sommet du mât, l'une horizontalement, l'autre verticalement, et avec deux câbles coaxiaux de descente (deux câbles distincts) ; selon l'émetteur à recevoir, vous branchez l'une ou l'autre antenne.*
*Quant au préamplificateur d'antenne, nous l'avons dit maintes fois, pour qu'il soit efficace avec un bon rapport « signal/souffle », il faut qu'il soit installé sous l'antenne (en haut du mât) alimenté par l'intermédiaire du câble coaxial (alimentation dans l'appartement). Un préamplificateur d'antenne monté juste avant l'arrivée du récepteur ne sert à rien, car il amplifie également souffle et signal.*

**RR – 04.21 : M. Roger HARDING, 38 GRENOBLE, nous demande s'il peut effacer une PROM avec un banc à insoler.**

*Si les PROM dont vous disposez sont effaçables par ultra-violet et si les lampes de votre banc à insoler sont **riches** en rayonnement ultra-violet (**large** bande de longueurs d'onde U.V.), ce que vous envisagez de faire peut être tenté. Néanmoins, nous ne pouvons pas vous indiquer le temps nécessaire puisque cela dépend des lampes ; mais cela sera certainement assez long...*
*De toute façon, il y aura énormément d'énergie **perdue** par rapport à la grandeur de la fenêtre d'une EPROM.*
*Pour l'effacement par U.V., en règle générale, il faut compter de 15 à 20 watts seconde par cm² (intensité U.V. multipliée par le temps d'exposition) ; la mémoire se place entre 1 cm et 2,5 cm de la source U.V.*
*En employant une lampe comme le type GL 15 ou similaire, il faut exposer l'EPROM durant 60 mn.*

*Avec une lampe spéciale U.V. pour l'effacement d'EPROM, c'est-à-dire dont le rayonnement ultra-violet se situe sur la longueur d'onde de 2 537 A, le temps d'exposition peut être ramené à 20 mn ; mais cela peut dépendre aussi du type de la mémoire.*
*A toutes fins utiles, nous vous signalons le montage d'effaceur* ***automatique*** *d'EPROM décrit dans notre n° 1720, page 181.*

**RR – 05.01 : M. Julien BONPAIN, 06 NICE, nous demande l'adresse du mandataire en France des modules hybrides I.L.P.**

*Nous devons tout d'abord vous remercier de vos aimables appréciations concernant la tenue de la présente rubrique. Lorsque vous nous dites que l'on y découvre une foule de renseignements introuvables ailleurs, cela nous fait grand plaisir et nous y sommes très sensibles. Sachez cependant que cela nous provoque bien souvent un travail considérable, en recherches diverses surtout... Mais si cela est apprécié, nous en sommes récompensés et nous ferons toujours tout pour donner le maximum de satisfaction à nos lecteurs.*
*Voici l'adresse demandée :*
*Williamson Electronique*
*B.P. 13*
*44470 Saint-Luce*

**RR – 05.02 : Réponse générale à tous nos correspondants qui nous écrivent au sujet de la réception des chaînes 5 et 6 TV.**

*Depuis quelque temps, nous recevons un courrier extraordinairement volumineux, provenant de toutes parts en France, et émanant de lecteurs se plaignant des mauvaises conditions de réception des nouvelles chaînes 5 et 6... et bien souvent aussi d'absence totale de réception ! Nous allons essayer de faire le point une bonne fois pour toutes...*
*Au temps des chaînes 1, 2 et 3, la technique de diffusion consistait à implanter de* ***puissants*** *émetteurs sur tous les points hauts disponibles ; ainsi, la totalité du territoire fut assez rapidement couverte. Bien entendu, il y a eu ça et là des zones d'ombre, dans les régions au relief accidenté notamment, qui furent gommées par l'installation de ré-émetteurs.*
*Hélas ! le spectre de fréquences est limité ; le nombre de canaux disponibles ou nécessaires n'est pas indéfiniment extensible. Avec l'arrivée de la 5 et de la 6, il a donc fallu mettre en œuvre une autre technique de diffusion qui consiste à installer des petits émetteurs de* ***très faible puissance,*** *donc de faible portée, en des points proches des fortes concentrations urbaines. Cela permet alors de toucher le maximum de téléspectateurs potentiels, même avec une faible puissance ; mais, évidemment, la faible puissance n'apporte qu'une faible portée, ce qui signifie qu'il n'est pas question de couvrir la* ***totalité*** *du territoire par ce procédé, et qu'ainsi il est des régions qui ne recevront probablement jamais la 5 et la 6.*
*Pourquoi limiter ainsi la portée ? Nous l'avons dit, parce que le nombre de canaux est limité et non extensible. On peut alors faire fonctionner un grand nombre d'émetteurs judicieusement répartis dans le territoire* ***sur le même canal*** *sans brouillage mutuel. C'est d'ailleurs ce qui se passe avec les radios locales privées dans la gamme FM où la même fréquence peut être attribuée à une trentaine d'émetteurs, voire davantage, sans risque de brouillages.*
*On nous signale aussi des brouillages, moirages et autres perturbations des nouvelles chaînes 5 et 6 par les émissions des chaînes 1, 2 ou 3 selon les régions. Alors ça, c'est autre chose... Il s'agit en général d'un battement interférentiel, par harmonique ou non,* ***entre canaux.*** *Les réceptions de la 5 et de la 6 y sont d'autant plus sensibles et sujettes précisément du fait de leur faiblesse. Dans de tels cas, il n'existe qu'une solution : le changement de canal attribué à la chaîne perturbée, si cela est possible ! Ce changement ne pouvant être effectué que par T.D.F., il convient alors de signaler le fait aux services techniques de la direction régionale T.D.F. dont on dépend.*

**RR – 05.03 : M. Bruno SEDRAN, 28 DREUX, recherche des schémas de montages de détecteurs de radioactivité, ainsi que des articles traitant de la radioactivité en général.**

*Nous vous suggérons les articles suivants :*
– *Détection des rayonnements nucléaires :* Electronique Applications *(p. 33), 49 (p. 11), 50 (p. 15).*
– *Actions biologiques des radiations. Normes de sécurité :* Radio-Plans *(p. 27).*
– *Les détecteurs :* Radio-Plans *n° 467 (p. 55).*
– *Détecteurs de radiations nucléaires :* Electronique Application *n$^{os}$ 9 (p. 74) et 11 (p. 139).*
– *Détecteur de rayons gamma et neutrons :* Electronique Pratique *n° 24.*
– *Détecteur de radioactivité expérimental :* Electronique Pratique *n° 95.*
– *Détecteur de radioactivité :* Radio-Plans *n$^{os}$ 447 (p. 35) et 449 (p. 82).*
*Néanmoins, les montages proposés ne fournissent que des « indications relatives ». Si vous désirez avoir des indications précises évaluées en pico-curie, en rem/heure, en rad, en roentgen, en becquerel (ou autres ...), il vous faudra disposer au moins provisoirement d'un détecteur de radioactivité industriel parfaitement étalonné... et procéder par comparaison pour l'étalonnage de votre propre réalisation.*

**RR – 05.04-F : M. Guy GARNIER, 04 DIGNES, désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré MAB 8048.**

*Le circuit intégré MAB 8048 est un microcontrôleur MOS 8 bits avec 1 Ko de ROM, 64 octets de RAM, 27 lignes d'E/S ; séquenceur/compteur d'événements internes ; interruption 1 niveau ; pile de registre 8 niveaux ; 96 instructions ; arithmétique binaire et BCD ; temps de cycle d'exécution 2,5 µs ; alimentation + 5 V ; fréquence d'horloge max. = 6 MHz.*
*Brochage : voir figure RR-05.04 où nous avons :*
*1 = entrée testable ou sortie horloge*
*2 et 3 = quartz*
*4 = initialisation*
*5 = entrée pour mode pas à pas*
*6 = interruption ou entrée testable*
*7 = accès mémoire externe*
*8 = signal lecture externe*
*9 = accès programme*
*10 = signal écriture*
*11 = validation adresse*
*12 à 19 = bus de données au port d'E/S bidirectionnel ou accès mémoire externe (multiplex)*
*20 = masse logique*
*21 à 24 = port n° 2 (4 bits poids fort) ou adresse pour accès mémoire externe, ou bus d'extension d'E/S pour 8243*
*25 = validation pour expanseur d'E/S (8243)*
*26 = alimentation de secours de la RAM*
*27 à 34 = port n° 1 (8 E/S bidirectionnelles)*
*35 à 38 = port n° 2 (4 bits poids faible)*
*39 = entrée testable ou entrée compteur/temps*
*40 = alimentation + 5 V.*

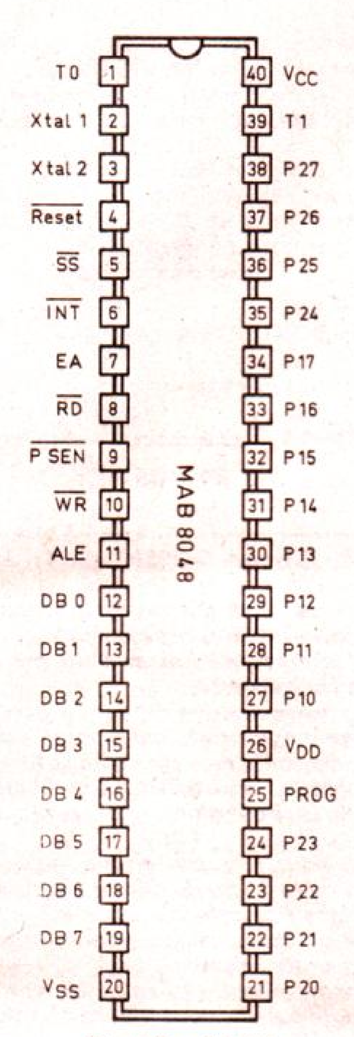



**Fig. RR – 05.04**

**RR – 05.05 : M. Marcel Bonin, 75012 PARIS :**
**1° nous soumet un schéma de montage utilisant des 4016, 4051 et 4067 C-MOS et sollicite divers renseignements concernant ces circuits ;**
**2° estime que la plupart des générateurs de notes BF (sonnerie, téléphone, jouets, etc.) émettent des sons vraiment peu agréables à l'oreille et nous demande s'il n'y aurait pas un remède à cela.**

*1° Le 4051 est bien un multiplexeur-démultiplexeur analogique huit voies ; le 4067, de même, mais 16 voies ; pour l'un et l'autre, les « commutateurs » sont bidirectionnels. A notre avis, les sorties non utilisées sont à laisser libres. Lorsque E est à l'état bas, l'un des « commutateurs » est sélectionné par A(x) ; tous les commutateurs non sélectionnés sont hors fonction ; lorsque E est à l'état haut, tous les commutateurs sont hors fonction indépendamment de A.*
*Les entrées-sorties analogiques peuvent varier entre $V_{DD}$ (limite positive) et $V_{EE}$ (limite négative) ; la plage $V_{DD} - V_{EE}$ ne doit pas excéder 15 V.*
*Pour le 4016, la validation est active avec E à l'état haut. Si E est relié à $V_{SS}$, le commutateur est invalidé (hors service). La tension des signaux commutés doit demeurer inférieure à la tension d'alimentation.*
*Cela dit, les précautions pour les circuits MOS sont bien connues. Dans le câblage, utiliser des supports... et ne sortir les circuits de leur mousse conductrice pour les enficher dans leurs supports que lorsque tout est terminé.*
*2° Il est vrai que les notes issues **directement** d'un multivibrateur quelconque ne sont pas très agréables à entendre ; mais diverses solutions peuvent être mises en œuvre. Par exemple, lorsque les notes sont générées par un circuit intégré genre SN 76477, ce dernier comporte diverses sorties qui, par l'adjonction de quelques composants extérieurs, permettent d'améliorer la situation (Haut-Parleur n° 1741, p. 81). On peut également faire suivre le générateur de fréquences par un générateur d'enveloppe à circuit intégré permettant même d'obtenir divers timbres : attack – decay – sustain – release (Radio-Plans n° 434, page 68). Dans d'autres cas, selon la forme du signal généré (à voir à l'oscillo), un simple condensateur d'intégration judicieusement connecté suffit à apporter l'amélioration souhaitée.*
*Mais tout cela ne sont que des exemples donnés au hasard... par manque d'informations précises de votre part ; nous pensons néanmoins qu'elles pourront utilement vous guider.*

**RR – 05.06 : M. Pierre VIENOT, 42 SAINT-ETIENNE :**
**1° voudrait peindre des bandes blanc et noir sur la périphérie du plateau de son tourne-disque pour en vérifier la vitesse de rotation sur 33 et sur 45 tours/minute ;**

**2° nous demande si nous avons décrit le montage d'un moniteur couleur utilisant un tube cathodique type A – 67 – 610 X.**

*1° Ce que vous voulez faire représente vraiment un travail de patience et de longue haleine !*
*Sur la périphérie de votre plateau tourne-disque, pour 33 tours/minute, il vous faudra peindre 180 rectangles blancs alternés avec 180 rectangles noirs.*
*Pour 45 tours/minute, il faut 133 rectangles blancs alternés avec 133 rectangles noirs.*
*Stroboscopes valables pour notre courant à 50 Hz.*
*Il serait peut-être plus simple d'employer un petit disque stroboscopique en celluloïd **à secteurs** que l'on vend couramment chez tous les disquaires !*
*2° Un moniteur couleur a été décrit dans les numéros 430 (p. 75), 431 (p. 79), 432 (p. 111) et 436 (p. 47) de notre revue* Radio-Plans.
*Néanmoins, ce montage est prévu pour des tubes cathodiques des types A 51 590 X ou A 37 – 590 X.*
*Peut-être pourrait-il s'adapter cependant à un tube plus grand tel que le A 67 – 610 X dont vous nous entretenez, ceci étant surtout et avant tout une question de bobines de déviation.*

**RR – 05.07 : M. Fernand COUPEY, 10 TROYES :**
**1° dans un article concernant la réalisation d'un commutateur automatique d'échelles pour multimètres (n° 1636, page 219), l'auteur signale qu'il décrira bientôt l'automatisation d'un LD 130... Dans quel numéro cette réalisation a-t-elle été publiée ?**
**2° je possède un voltmètre-ohmmètre électronique à lampes (Heathkit) et voudrais remplacer toutes ces dernières par des transistors.**

*1° Le circuit de mesure utilisant un LD 130 avec le commutateur automatique d'échelles (du Haut-Parleur n° 1636, page 219) a été décrit dans le numéro suivant, à savoir le n° 1637 à partir de la page 237.*
*2° La transformation que vous envisagez n'est vraiment pas pensable. Tout, absolument tout, serait à refaire ! En conséquence, vous avez intérêt dans tous les domaines à envisager purement et beaucoup plus simplement la construction d'un autre voltmètre électronique (plus moderne !). Nous avons déjà décrit de nombreux montages de ce genre.*

**RR – 05.08-F : M. Jacques TOULY, 35 RENNES, nous demande :**
**1° des renseignements au sujet du circuit intégré MC 1496 ;**
**2° le brochage du circuit intégré 4018.**

*1° Au sujet du MC 1496, dont le brochage a été publié dans notre n° 1683 (p. 122) et pour lequel l'alimentation vous paraît obscure, sachez que le (–) ou (masse) correspond à la patte 14 ; quant à l'alimentation positive (+ 12 V), elle est appliquée aux pattes de sortie 6 et 12 par l'intermédiaire de résistances de charge **externes** (généralement 3,9 kΩ) ainsi qu'aux pattes 8 et 10, également par le truchement de résistances extérieures.*
*2° Le circuit intégré 4018 est un compteur à prépositionnement, diviseur par **n**, à 5 étages comprenant une entrée d'horloge (CP), une entrée de données (D), une entrée de chargement parallèle asynchrone (PL), cinq entrées parallèles ($P_0$ à $P_4$), cinq sorties bufférisées actives à l'état bas ($Q_0$ à $Q_4$) et une entrée de remise à zéro générale asynchrone prioritaire.*
*Brochage : voir figure RR–05.08.*

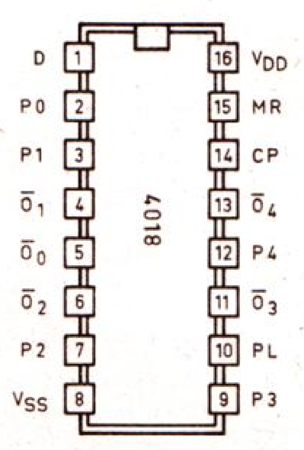



**Fig. RR – 05.08**

**RR – 05.09 : M. Gérard ROSSIGNEUX, 54 NANCY, nous demande :**
**1 s'il est exact que tout dispositif d'alarme antivol doit être muni d'un système temporisateur ;**
**2° conseil pour l'interconnexion d'un pré-amplificateur et d'un amplificateur BF.**

*1° Il est parfaitement exact que tout dispositif d'alarme antivol (magasin, automobile, etc.) doit **obligatoirement** être muni d'un système de temporisation automatique procédant à l'arrêt de l'alarme au bout d'un certain temps de fonctionnement.*
*Malheureusement, nous ne pouvons pas vous indiquer la date ou le numéro de la loi ou du décret stipulant cette obligation ; nous n'avons pas cela dans nos tablettes... Néanmoins, tout avocat ou conseiller juridique pourrait certainement vous renseigner sur ce point.*
*2° Pour l'interconnexion entre la sortie de votre pré-ampli et l'entrée de l'amplificateur, vous n'avez absolument rien à faire, rien à prévoir, si ce n'est d'ajuster le niveau de sortie du préampli aux environs de 0,7 V (afin d'éviter toute saturation).*
*Concernant les impédances, il n'y a pas d'adaptation à prévoir. Nous l'avons répété maintes fois, en BF on peut toujours connecter une sortie d'impédance faible à une entrée d'impédance élevée ; d'ailleurs, tous les pré-amplificateurs présentent généralement une impédance de sortie assez basse. Par contre, l'inverse du point de vue interconnexion d'impédances serait à rejeter formellement.*

**RR – 05.10 : M. François DAVAL, 24 BERGERAC :**
**1° désire avoir notre avis pour le dépannage d'un petit laser d'attraction lumineuse ;**
**2° nous demande le schéma électronique d'une machine à laver Thomson-Brandt.**

*1° Il nous est bien difficile de vous répondre valablement car nous ne sommes pas devin ! Il nous faudrait pouvoir procéder à des mesures sur votre appareillage...*
*La première vérification à effectuer consiste à déconnecter le tube laser et à mesurer la valeur de la THT qui lui est appliquée (mesure à vide à la sortie du multiplicateur de tension) ; pour cela, utiliser un voltmètre électronique muni de sa sonde THT. Voir si la tension délivrée est suffisante (pour le tube laser utilisé) et surtout si cette tension est **stable.***
*Dans la négative, vérifiez les diverses diodes et condensateurs du multiplicateur de tension.*
*Dans l'affirmative, c'est le tube laser lui-même qui est en cause. S'il est correctement utilisé à l'intérieur de ses carac-*

*téristiques-limites, sans surcharges, un tube laser a tout de même une durée de vie relativement longue.*
*2° Nous sommes désolés, mais nous ne possédons pas le schéma électrique et électronique du lave-linge Thomson dont vous nous entretenez.*
*En principe, Thomson ne délivre pas ce document directement aux particuliers. Il vous faut donc le demander à votre* ***fournisseur*** *(là où le lave-linge a été acheté) et qui doit le posséder, ou bien directement à Thomson mais toujours par l'intermédiaire de votre fournisseur.*

**RR – 05.11 : M. Bernard POUYADE, 95 CERGY, nous demande :**
**1° conseil au sujet de divers types d'enceintes acoustiques commerciales ;**
**2° les correspondances des transistors japonais C 945, C 815 et A 733.**

*1° Nous sommes désolés, mais nous n'allons pas pouvoir vous répondre utilement :*
*– d'abord parce que nous ne connaissons qu'assez superficiellement les enceintes sont vous nous entretenez ;*
*– ensuite parce que nous ne donnons jamais de conseil d'ordre commercial (ayant connu beaucoup trop d'ennuis par le passé avec ce genre d'exercice)* ***surtout*** *dans le domaine de l'audition BF où tous les goûts sont dans la nature (ce qui plaît aux uns, déplaît souverainement aux autres !).*
*Lorsqu'il s'agit d'un choix d'ordre audiofréquence, il n'y a qu'une solution : demandez une démonstration comparative effectuée dans le local d'écoute, c'est-à-dire chez vous... avec vos disques ou vos bandes magnétiques. Procédez à plusieurs auditions alternées en passant d'une paire d'enceintes à l'autre... car l'oreille est un organe bizarre et parfois trop complaisant par accoutumance.*
*Vous ne devriez pas rencontrer de problèmes majeurs concernant les branchements ; si les connecteurs sont différents, il suffit d'en changer et de mettre partout les mêmes en respectant la correspondance des broches.*
*2° Voici les correspondances européennes des transistors japonais cités dans votre lettre :*
***C 945 :*** *BC 107, BC 171, BC 183, BC 207, BC 237, BC 382, BC 547, BC 582.*
***C 815 :*** *BC 174, BC 182, BC 190, BC 546.*
***A 733 :*** *BC 177, BC 204, BC 213, BC 251, BC 307, BC 513, BC 557.*

**RR – 05.12-F : M. Denis GAREL, 72 LE MANS, désire prendre connaissance du brochage de la RAM type TMS 4256-15 et nous demande s'il est possible d'utiliser ce composant à la place du type TMM 41257 P-15.**

*Conformément à votre demande, veuillez prendre connaissance sur la figure RR-05.12 du brochage de la RAM type TMS 4256-15. Le brochage de la TMM 41257 P-15 est absolument identique.*
*Dans les deux cas, il s'agit d'une RAM d'organisation en 262,144 mots de 1 bit qui présente par ailleurs les mêmes temps d'accès dans toutes les fonctions.*
*En conséquence, les types TMM de Toshiba peuvent parfaitement être remplacés ou complétés (si cela a été prévu) par les types TMS de Texas Instruments.*

**RR – 05.13 : M. Daniel LEVRAT, 55 BAR-LE-DUC, nous écrit :**
**1° Avez-vous publié le montage d'un dispositif limiteur de puissance pour un amplificateur BF de 2 × 50 W qui permettrait néanmoins d'utiliser en toute sécurité des enceintes de 30 W seulement ?**

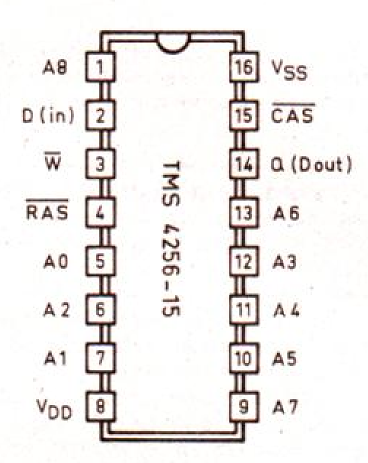


**Fig. RR – 05.12**

**2° Comment apprécier la puissance d'un transformateur d'alimentation ordinaire (noyau en tôles empilées) ?**
**3° Comment mesurer l'impédance de la bobine mobile de différents haut-parleurs de récupération ?**

*1° Nous avons effectivement publié un montage limiteur de puissance BF apportant toute sécurité (après réglage et mise au point) et semblant bien correspondre à ce que vous recherchez.*
*Ce montage avec tous les détails de fonctionnement et de réglage a été décrit dans notre numéro 1638, pages 213 à 216, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.*
*2° La puissance totale P (en VA) d'un transformateur d'alimentation secteur peut s'apprécier d'après la* ***section*** *S en $cm^2$ de la partie centrale du « circuit » ou « noyau » magnétique (tôles empilées) :*

$$P = \left(\frac{S}{1,2}\right)^2$$

*3° Pour évaluer* ***l'impédance*** *de la bobine mobile d'un haut-parleur, on mesure sa résistance en courant continu à l'ohmmètre et l'on multiplie le résultat par 1,5 (≃ impédance à 1 000 Hz).*

**RR – 05.14 : M. Laurent FRAQUET, 46 CAHORS, nous demande s'il est exact qu'il soit possible d'utiliser un haut-parleur en microphone.**

*Il est absolument exact qu'un haut-parleur puisse être utilisé comme microphone ; cela se fait d'ailleurs couramment chez de nombreux radio-amateurs. Néanmoins, pour une telle utilisation, il y a intérêt à employer un haut-parleur de faible diamètre (8 à 10 cm max.), ceci afin de ne pas trop favoriser les fréquences graves, et donc d'améliorer la compréhensibilité.*
*Par ailleurs, il y a tout de même certains points à prendre en compte : l'impédance et la tension BF délivrée.*
*Pour l'utilisation en microphone, il faut choisir des haut-parleurs dont l'impédance de la bobine mobile est relativement élevée (série 25 à 40 Ω). Dans le cas des haut-parleurs courants (4 à 8 Ω), il faut intercaler un transformateur* ***élévateur*** *d'impédance.*
*En outre, la tension moyenne BF délivrée est relativement faible ; il faut donc nécessairement passer par l'intermédiaire d'un pré-amplificateur microphonique. On ne peut pas attaquer* ***directement*** *l'entrée d'un amplificateur (cas des montages avec LM 386 ou avec TDA 2003 joints à votre lettre).*

*En revanche, avec le montage d'interphone à transistors, cela devrait fonctionner correctement dans la mesure où vous utilisez deux haut-parleurs d'impédance élevée (25 à 40 Ω).*

**RR – 05.15 : M. Frédéric BESSON, 65 TARBES, nous demande comment mesurer le gain d'une antenne d'émission (cas d'une antenne Topkreiss 145 MHz, par exemple).**

*Le gain d'une antenne consiste en une comparaison entre le rayonnement de ladite antenne par rapport au rayonnement d'une antenne dipôle isotrope.*
*On applique la sortie HF d'un émetteur à une antenne dipôle accordée ; non loin de cette antenne, un mesureur de champ mesure le rayonnement et indique la tension E1 obtenue. Ensuite, on opère de même avec l'antenne à examiner et on lit la nouvelle tension obtenue E2. Le gain obtenu (s'il y en a un !) s'exprime en dB par le rapport des tensions :*

$$\text{Gain} = 20 \log \frac{E2}{E1}$$

*Toutefois, pour en arriver à votre cas particulier, nous vous indiquons tout de suite que l'antenne Topkreiss n'apporte **aucun gain** par rapport au dipôle isotropique classique.*

**RR – 05.16-F : M. Alain ROCHE, 91 PALAISEAU, souhaite connaître les caractéristiques et les brochages de lampes ELL 80, AB 2 et AL 5.**

*1° Voici les renseignements demandés :*
*Caractéristiques par élément de la lampe double pentode ELL 80 :*
*Va = Vg2 = 250 V ; Ia = 24 mA ; Vg1 = –9 V ; Ig2 = 4,5 mA ; Zp = 10 kΩ ; Vg1 = 4,2 V eff. (max) ; dist. = 10 % ; Wo = 3 W/BF ; S = 6 mA/V ; ~ = 80 kΩ ; en push-pull classe AB, Zpp = 11 kΩ.*
*Chauffage : 6,3 V 0,55 A.*
*2° **AB 2** : double diode de détection ; chauffage = 4 V 0,65 A ; Ia = 0,8 mA max.*
*3° **AL 5** : pentode de puissance BF ; chauffage = 4 V 2 A ; Va = Vg2 = 250 V ; Vg1 = –14 V ; Ia = 72 mA ; Ig2 = 7 mA ; S = 8,5 mA/V ; ~ = 22 kΩ ; Za = 3 500 Ω ; Rk = 175 Ω ; Wa = 18 W ; Wo = 8,8 W/BF.*
*Brochage : voir figure RR–05.16.*

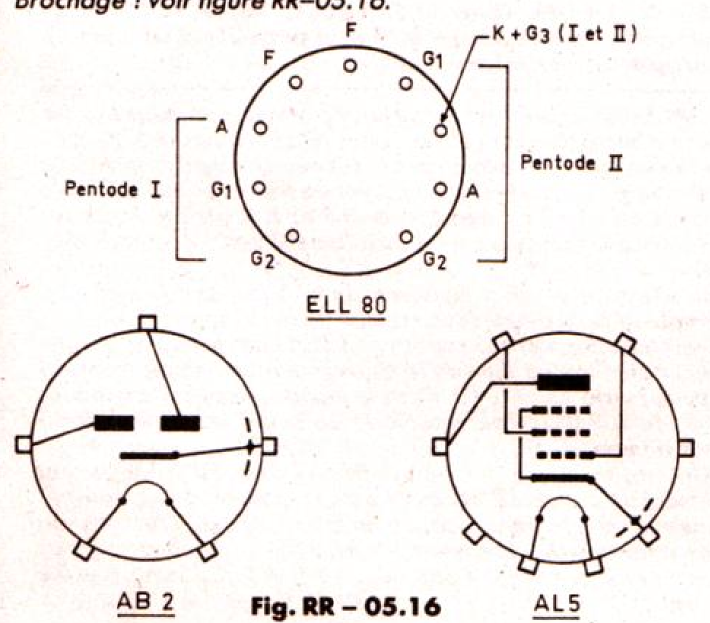



**Fig. RR – 05.16**

*4° Pour la fourniture éventuelle des anciennes lampes, vous pourriez consulter la seule maison en France qui s'occupe encore de cela, à savoir :*
*Ets C.I.E.L. et Radio-Valves, avenue Bella-Vista, B.P. 147, 06230 Villefranche-sur-Mer.*

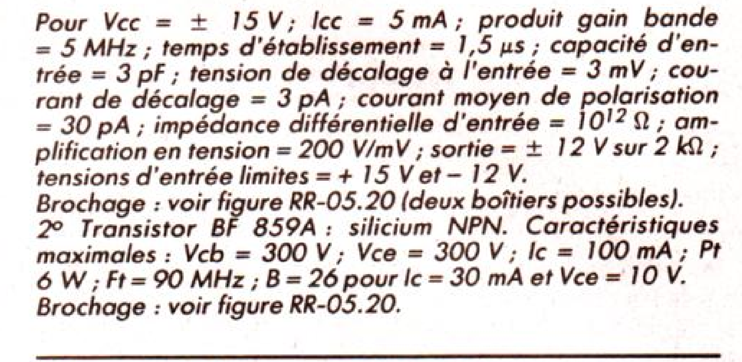
**RR – 05.17 : M. Maurice SAUZAY, 43 LE PUY :**
**1° désire connaître les caractéristiques du transistor 2N 5248 ;**
**2° se plaint de perturbations provoquées par son téléviseur sur un radiorécepteur voisin (en G.O. notamment).**

*1° Voici les caractéristiques maximales du transistor **2N 5248** : Silicium effet de champ à jonction canal N ; Pd = 360 mW ; Vp (à Id = 0) = 8 V ; Vds = 15 V ; Vgss = 30 V ; Ig = 10 mA ; g fs = 3,5 à 6,5 millisiemens pour Vds = 15 V et Vgs = 0 V ; Ci = 6 pF.*
*2° Les interférences provoquées par certains téléviseurs (base de temps « lignes ») sont bien connues ; elles peuvent se propager par le réseau électrique et ainsi pénétrer dans les récepteurs de radio. Dans ce cas, le solution est simple ; il suffit d'incercaler un **filtre-secteur** à l'entrée d'alimentation du radiorécepteur (il en existe d'excellents et de très efficaces dans le commerce).*
*Mais ces perturbations peuvent aussi se propager par rayonnement dans l'atmosphère ; c'est notamment le cas pour les téléviseurs dont les blindages internes sont insuffisants (blindage THT, blindage base de temps « lignes », blindage interne général sous forme de revêtement métallique collé contre les parois du coffret).*

**RR – 05.18 : M. Claude DURAND, 17 ROCHEFORT :**
**1° se plaint d'images dont les contours sont « soulignés » à droite sur son téléviseur ;**
**2° nous entretient d'un « montage » (?) qu'il voudrait ajouter à un amplificateur de sonorisation.**

*1° : Le défaut que vous observez sur l'image de votre téléviseur peut provenir de l'un ou de plusieurs des points suivants :*
*– fonctionnement incorrect des étages vidéo : déphasage ; transitoires provoquant des auto-oscillations des bobines de correction ; correction excessive aux fréquences élevées ;*
*– forme incorrecte de la bande passante F.I. vision ; mauvais calage du point de porteuse ;*
*– déréglage des circuits de convergence « couleurs » ;*
*– désadaptation de l'antenne ;*
*– écho dans la propagation entre l'émetteur et le récepteur.*
*2° Nous pensons avoir compris ce que vous recherchez ; c'est un mélangeur **automatique** « musique/parole » qui est commandé par la parole et provoque simultanément une réduction du volume de la musique. Cela n'a donc rien à voir avec un compresseur microphonique.*
*S'il s'agit bien de cela, nous vous indiquons les montages de ce genre qui ont été décrits dans les numéros suivants de notre revue* Electronique Pratique *: 28, 32, 62 et 86. Voyez également notre numéro 1739, page 93.*

**RR – 05.19 : M. Charles PARDIN, 75007 PARIS :**
**1° désire connaître les caractéristiques essentielles et surtout les correspondances de divers transistors ;**
**2° nous demande, à ce propos, des précisions vis-à-vis des renseignements publiés.**



1° Transistors (caractéristiques **maximales** et correspondances) :

**BF 241 :** Silicium NPN ; 30 V ; 0,1 A ; 0,3 W (BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 238, BC 382, BC 548, BC 582).
**BC 308 :** Silicium PNP ; 30 V ; 0,2 A ; 0,3 W (BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 513, BC 558).
**BF 970 :** Silicium PNP – UHF 850 MHz (BF 479, BF 680, BF 780, BF 979).
**BC 237 B :** Silicium NPN ; 50 V ; 0,2 A ; 0,3 W (BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382, BC 547, BC 582). Très voisin du BF 241.
**2SA 221 :** Germanium PNP ; 20 V ; 15 mA ; 55 MHz (AF 124 ou 125, AF 200, 2N 3323 ou 3325).
**SB 187 :** Germanium PNP ; 25 V ; 0,15 A ; 0,2 W (AC 122, AC 125 ou 126, AG 151, 2N 1191 ou 1194).

2° Les caractéristiques des semi-conducteurs qui sont indiquées dans les répertoires, catalogues, DATA-BOOKS, voire dans la présente rubrique, sont toujours les caractéristiques **maximales ;** ceci est d'ailleurs parfaitement précisé chaque fois... mais ne correspond évidemment pas du tout aux conditions d'emploi.

Il existe des manuels dans lesquels on trouve les caractéristiques détaillées des transistors avec leurs conditions d'emploi, courbes caractéristiques, etc. Ces manuels sont édités par chaque marque et donnent les renseignements concernant leur propre fabrication. C'est donc aux diverses marques qu'il convient de vous adresser le cas échéant.

En ce qui concerne les correspondances indiquées, les caractéristiques électriques sont semblables évidemment ; néanmoins, il peut y avoir quelques légères différences au point de vue boîtier et parfois brochages. Il importe donc de vérifier, de comparer, préalablement.

**RR – 05.20-F : M. Christophe BRIVET, 06 NICE, nous demande de lui faire connaître le brochage et les caractéristiques du circuit intégré TDB 0156 et du transistor BF 859A.**

1° Circuit intégré TDB 0156 : amplificateur opérationel ; Pd = 500 mW ; étages d'entrées constitués par des FET ; la tension d'entrée ne doit pas excéder la tension d'alimentation.

Pour Vcc = ± 15 V ; Icc = 5 mA ; produit gain bande = 5 MHz ; temps d'établissement = 1,5 µs ; capacité d'entrée = 3 pF ; tension de décalage à l'entrée = 3 mV ; courant de décalage = 3 pA ; courant moyen de polarisation = 30 pA ; impédance différentielle d'entrée = $10^{12}$ Ω ; amplification en tension = 200 V/mV ; sortie = ± 12 V sur 2 kΩ ; tensions d'entrée limites = + 15 V et – 12 V.

Brochage : voir figure RR-05.20 (deux boîtiers possibles).

2° Transistor BF 859A : silicium NPN. Caractéristiques maximales : Vcb = 300 V ; Vce = 300 V ; Ic = 100 mA ; Pt 6 W ; Ft = 90 MHz ; B = 26 pour Ic = 30 mA et Vce = 10 V.

Brochage : voir figure RR-05.20.

Equilibrage 1, Entrée inverseuse 2, Entrée non-inverseuse 3, –V 4, Equilibrage 5, Sortie 6, +V 7, 8 — TDB 0156 — BF 859 A — E C B

Fig. RR – 05.20

**RR – 05.22 : M. Didier MOUSSET, 39 DOLE :**
**1° nous demande conseil au sujet de l'interphone de bord décrit dans notre n° 1631 ;**
**2° aimerait bien utiliser en France un téléviseur couleur portable acheté en Grande-Bretagne... et « certifié SECAM » par le vendeur.**

1° L'interphone de bord décrit dans notre numéro 1631, page 264, n'a fait l'objet d'aucun rectificatif. La distorsion observée ne peut provenir que d'une mauvaise réalisation de ce montage de votre part.

Vous nous dites ne pas avoir utilisé des écouteurs de casque de 250 Ω, mais seulement de 8 Ω... La différence est énorme et cela pourrait effectivement se traduire par des distorsions.

Vous ne nous dites rien au sujet des microphones utilisés. Quel type avez-vous employé ? Cela aussi peut être important.... Le cas échéant, s'il y a saturation (?), essayez d'intercaler une résistance de quelques centaines d'ohms entre l'émetteur du BC 109 et la masse (au lieu de la connexion directe). Etes-vous certain de la qualité de ce transistor et de celle du circuit intégré ?

C'est malheureusement tout ce que nous pouvons diagnostiquer et vous dire à distance !

2° L'ennui que vous observez avec votre téléviseur acheté en Grande-Bretagne n'est pas dû au système couleurs Secam, mais aux normes de transmission I (en Grande-Bretagne) et L (en France). En effet, en normes I nous avons :
Ecart porteuses « son » et « vision » = 6 MHz
Modulation image = négative
Modulation son = modulation de fréquence
En normes L, nous avons :
Ecart porteuses « son » et « vision » = 6,5 MHz
Modulation image = positive
Modulation son = modulation d'amplitude

Comme vous pouvez en juger, les différences essentielles sont de taille ! C'est un appareil dit « multistandard » qu'il vous aurait fallu acheter. Quant à apporter des modifications, transformations, adjonctions et autres sur le téléviseur, cela est **pratiquement** hors de question (lorsque l'appareil n'a pas été conçu à l'origine pour cela) sans prendre le risque d'en détruire tout ou partie.

**RR - 05.23 : Rectificatif.**

Dans notre numéro 1738, pages 115 et 116, réponse RR-12.21-F, nous avons apporté des compléments d'information au sujet du distorsiomètre décrit dans les numéros 1732 et 1733. Malheureusement, il se trouve que le schéma publié comporte une erreur ; en effet, le condensateur Cp1 doit être soudé en parallèle sur R10 (et non pas en parallèle sur R5, R6 !).

# LU pour vous




## SONORISATION PROFESSIONNELLE

**R. BESSON**
**Editions Radio**
**400 pages 16 × 24 cm**
**2e édition**

La sonorisation professionnelle, à partir de sources les plus diverses, des locaux et des espaces fréquentés par le public est un domaine extrêmement vaste, et qui relève de sciences et de techniques nombreuses. Un livre de synthèse, regroupant et analysant ces différents aspects, est donc le bienvenu. La première édition du livre de R. Besson a, d'ailleurs, rencontré le succès qu'elle méritait.

Si les données fondamentales de l'acoustique apparaissent maintenant sérieusement établies, et peu sujettes à une évolution rapide, il en va tout autrement des techniques de traitement du son. La numérisation des signaux, par exemple, a connu un développement quasi explosif. R. Besson l'a bien compris, qui propose, de sa *Sonorisation professionnelle*, une deuxième édition profondément retravaillée, et sensiblement augmentée.

L'auteur consacre très logiquement la première partie de son livre au son, étudié à travers ses diverses manifestations. Le premier chapitre, après de brefs mais indispensables rappels sur les caractéristiques de l'ébranlement sonore, puis sur celles de l'ouïe, passe en revue les phénomènes physiques qui interviennent dans la propagation : réflexion, interférences et ondes stationnaires, résonance, etc. Les procédés d'analyse des sons complexes conduisent à leur décomposition en série de Fourier. On aborde enfin l'étude des principaux instruments, de leur fonctionnement et de leurs caractéristiques.

L'acoustique architecturale fait l'objet d'un important développement dans le chapitre II, avec une revue très détaillée des techniques de protection contre le bruit, puis des phénomènes de réverbération dans une salle, qui débouche sur les méthodes de correction acoustique, en fonction des types de locaux, et de leur destination.

Qui dit « sonorisation » entend nécessairement « prise de son », puis « restitution » : ce sont les titres des chapitres III et IV. Le premier, qui commence par un rappel du rôle de l'ingénieur du son, examine de façon complète les méthodes de prise de son stéréophonique (en AB, en XY, en MS, avec une tête artificielle...). Il s'achève sur l'optimisation de l'enregistrement des divers types d'instruments, avec des illustrations très parlantes. Dans le chapitre IV, lui aussi efficacement illustré, le lecteur trouvera toutes les indications sur le calcul des puissances nécessaires, sur les caractéristiques des haut-parleurs et de leurs groupements (colonnes), sur les choix à retenir en fonction du local ou de l'espace sonorisés.

La deuxième partie de l'ouvrage traite de problèmes spécifiquement électroniques. L'auteur y compare d'abord (chapitre V) les méthodes analogique et numérique de traitement du signal, en insistant sur les avantages de la numérisation. Ceci le conduit à exposer les procédés de conversion analogique/numérique et numérique/analogique, puis à passer en revue les convertisseurs employés. Le chapitre VI, consacré aux microphones, en définit les catégories et les caractéristiques, les modes de branchement (asymétrique, symétrique), et détaille le principe et la construction des micros électrodynamiques, électrostatiques, à électrets, ainsi que des capteurs de guitare.

Les trente pages du chapitre sur les magnétophones (VII) font une large place aux réducteurs de bruit, avant d'étudier les magnétophones professionnels analogiques, puis numériques. Elles sont suivies, au chapitre VIII, d'un développement parallèle sur les tables de lecture, avec un examen concis, mais clair, du principe de codage des « Compact Disc », et de leur technique de lecture.

Le traitement du signal – mixage, réglages de volume, modelage des courbes de réponse – s'intercale entre la prise de son ou sa lecture, et l'amplification de puissance. Là encore, entrent en compétition les procédés analogique et numérique. Ils font l'objet, respectivement, des chapitres IX et X, où sont décrits les modules constituant une console, avec une place pour la norme MIDI. Cette deuxième partie s'achève, enfin, sur les amplificateurs de puissance (chapitre XI), et sur les haut-parleurs et leurs enceintes (chapitre XII).

Un complément très apprécié, parce qu'effectuant la liaison entre théorie et pratique, constitue la troisième et dernière partie du livre. Il s'agit d'exemples précis, et réalisés, de sonorisations, depuis un bowling jusqu'à un stade, en passant par des surfaces commerciales, une discothèque, des salles de spectacle, etc.

Au total, *la Sonorisation professionnelle* de R. Besson apparaît comme un ouvrage extrêmement complet – nous dirions presque exhaustif, si pareille performance était possible. On y regrettera seulement l'absence d'une bibliographie, qui eût permis au lecteur, par le renvoi à des périodiques spécialisés et à des traités fondamentaux d'acoustique et d'électroacoustique, entre autres, d'approfondir certains points particuliers.

Si on excepte cette petite lacune, le livre est solide, fortement documenté, et bien construit. Par la clarté et la simplicité de l'exposé, il intéressera non seulement les professionnels de la sonorisation, mais aussi leurs clients, et même des amateurs curieux.

**R. RATEAU**

# TABLE DES MATIERES
## ANNEE 1986-1987

## DU NUMERO 1731 AU NUMERO 1742 INCLUS

### ELECTRONIQUE - TECHNIQUE GENERALE

## HIFI – AUDIO – TECHNIQUE GENERALE

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | Nº | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Le lecteur de disques compacts BST 301 | août | 1731 | 83 |
| – L'ensemble autoradio lecteur de cassettes Alpine 7375 | septembre | 1732 | 63 |
| – L'amplificateur Marantz PM26 | septembre | 1732 | 81 |
| – La chaîne portable Sharp WQ-CD 15H | septembre | 1732 | 127 |
| – Vers l'amplificateur numérique | octobre | 1733 | 143 |
| – L'évolution technique des amplificateurs : La solution Denon | octobre | 1733 | 159 |
| – La JBL Everest enfin présentée en France | novembre | 1734 | 173 |
| – Les magnétophones numériques « DAT » : les spécifications | décembre | 1735 | 26 |
| – L'évolution des magnétophones | décembre | 1735 | 39 |
| – Peut-on encore améliorer la qualité des cassettes ? | décembre | 1735 | 51 |
| – Avant le D.A.T., étude comparée de quatre méthodes d'enregistrement audio | décembre | 1735 | 143 |
| – Comment choisir ses enceintes acoustiques ? | janvier | 1736 | 13 |
| – La reproduction des fréquences graves | janvier | 1736 | 28 |
| – Davis Acoustics : une nouvelle marque de haut-parleurs | janvier | 1736 | 157 |
| – Comment choisir son lecteur de disques compacts ? | février | 1737 | 13 |
| – Le casque à infrarouge Koss JCK 200 stéréo HiFi | mars | 1738 | 40 |
| – Les haut-parleurs : les systèmes magnétostrictifs, piézo-électriques et ioniques | mars | 1738 | 76 |
| – Les nouveautés du Festival international son et image vidéo | mars | 1738 | 83 |
| – Le Festival international son et image vidéo | avril | 1739 | 147 |
| – Comment choisir son tuner ? | mai | 1740 | 13 |
| – Comment choisir son lecteur CD portable ? | juin | 1741 | 9 |
| – Comment choisir son baladeur ? | juillet | 1742 | 9 |
| – L'amplificateur Technics SU-V 85 | juillet | 1742 | 44 |

## VIDEO – TELEVISION

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | Nº | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Télévision par satellites : matériel extérieur et installation | août | 1731 | 35 |
| – Les nouveaux systèmes de stéréophonie et de double son pour les récepteurs de télévision | août | 1731 | 39 |
| – Le lecteur de cassettes vidéo Vision VL20 | août | 1731 | 63 |
| – Adaptateur électronique de télécommande pour Sony RM E100V | août | 1731 | 94 |
| – Télévision à haute définition et satellites de radiodiffusion directe | septembre | 1732 | 75 |
| – Elaboration des signaux de luminance, chrominance et de contour dans les caméras à capteur solide | octobre | 1733 | 51 |
| – Télévision par satellite : les équipements R.O.V.E.R. | novembre | 1734 | 138 |
| – L'évolution des magnétoscopes | novembre | 1734 | 151 |
| – Le commutateur péritélévision Thomson TEA 1014 | janvier | 1736 | 72 |
| – Le commutateur vidéo Thomson TEA 5116 | janvier | 1736 | 75 |
| – Adaptateur péritélévision pour ordinateur IBM PC et compatibles | janvier | 1736 | 145 |
| – La T.V. par satellite chez Mediasat | février | 1737 | 70 |
| – Le vidéodisque enregistré | février | 1737 | 152 |
| – Comment choisir son téléviseur ? | mars | 1738 | 15 |
| – 50 ans de télévision | mars | 1738 | 21 |
| – La télévision couleur numérique : I – Historique et notions de base | mars | 1738 | 29 |
| – L'interface « Universal » SP2024 | mars | 1738 | 142 |
| – Le portier vidéo Aiphone | mars | 1738 | 179 |
| – Péritélévision : Adaptateur Scart/RCA | mars | 1738 | 186 |
| – Comment choisir son caméscope | avril | 1739 | 12 |
| – La télévision couleur numérique : II – Optique et colorimétrie | avril | 1739 | 26 |
| – Les caméras couleur monotubes : du Trinicon aux Sicolor, Newvicon et Saticon | avril | 1739 | 60 |
| – Demain, le CD Vidéo | avril | 1739 | 160 |
| – La télévision couleur numérique : III – Optique et colorimétrie | mai | 1740 | 36 |
| – Vidéo : quoi de neuf ? | mai | 1740 | 48 |
| – Le Vidéo Sonic Space Stereo Synthetiser (effet stéréo pour téléviseur) | mai | 1740 | 70 |
| – Le mini téléviseur Icon CDP 800 | mai | 1740 | 74 |
| – Le point sur Spot | mai | 1740 | 153 |
| – La vidéo enfin domestiquée : le Visiline de C.G.V. | mai | 1740 | 161 |
| – La télévision couleur numérique : IV – Principes de codage | juin | 1741 | 46 |
| – Le magnétoscope Hitachi DX5 (ou VT 2900) | juin | 1741 | 139 |
| – Convertisseur Pal/Secam PAL SP2000 Universal | juillet | 1742 | 16 |
| – La télévision couleur numérique : les normes officielles | juillet | 1742 | 87 |
| – La télévision à cristaux liquides Citizen | juillet | 1742 | 127 |

## FICHES TESTS

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | N° | PAGE |
|---|---|---|---|
| – 12 combinés autoradios au banc d'essais : Alpine 7243 L, Blaupunkt Melbourne, BST Roll 50, Clarion 940 HP, Fisher AX 760, Grundig WKC 4860, Kenwood KRC 747D, Panasonic CQ 857 EG, Philips DC 854, Sharp RG F881G, Sparkomatic SR 328 F, Sony XR 531 R | septembre | 1732 | 67 |
| – 12 amplificateurs au banc d'essais : Beomaster 5500, Denon PMA 500 V, Dual CV 1280, Harman Kardon PM655, Kenwood KA 660, Luxman LV 102, Marantz PM 54 MK II, Onkyo A 8057, Pioneer A66, Sansui AU G55X, Technics SU V60, Yamaha A520 | octobre | 1733 | 75 |
| – 12 magnétoscopes au banc d'essais : Akai VS 512, Blaupunkt RTV 318 Grundig VS 385, Hitachi VT 120S, JVC HR D156 MS, Metz 9655, Mitsubishi HS 337F, Nec N9034S, Panasonic NV G7F, Philips VR 6860, Sanyo VHR 2300F, Sharp VC 682 | novembre | 1734 | 67 |
| – 12 magnétophones au banc d'essais : Aiwa AD-F640, Akai GX-R60B, Denon DR-M30 HX, JVC TD X301, Luxman K100, Nakamichi BX300E, Onkyo TA 2027, Sharp RT-W800, Sony TCR502ES, TEAC R606X, Technics RS B405, Toshiba PC G66 | décembre | 1735 | 67 |
| – 12 enceintes acoustiques au banc d'essais : B et W Matrix 1, Cabasse Clipper 312, Celestion Ditton 1, Cerwin Vega CD30, Elipson Melodine 6, Jamo CBR 120, JBL L-20T, JMLAB DB 19, KEF C-20, Magnat All Ribbon 2, Siare Prima, Wharfedale 510 | janvier | 1736 | 83 |
| – 12 lecteurs de disques compacts au banc d'essais : Akai CD-A70, Denon DCD-300, Dual CD-1040, Grundig CD-8200, Hitachi DA-005, Kenwood DP-770 D, Onkyo DX-220, Philips CD-360, Pioneer PD 7030, Shure D-6000E, Sony CD-P55, Yamaha CD-X5 | mars | 1737 | 83 |
| – 12 téléviseurs au banc d'essais : Bang et Olufsen MX2000, Brandt 65582T, Finlux 1542S, Hitachi CST 2164, Metz Panama 7692, Océanic 630C 9761, Pathé Cinéma 6381, Radiola 77836, Salora FO/28, Sharp 1411, Sony KV 27XRTB, Telefunken 8596. | mars | 1738 | 99 |
| – 12 caméscopes au banc d'essais : Akai PVS, C8S, Blaupunkt CR8000, Canon VME1N, Fuji 8P 300 AF, Hitachi VM500S, JVC GRC7S, Metz Mecavision 9628, Panasonic NV-M3, Philips VKR 6830/19, Samsung SV C9, Sony CCD V30, Sony CCD V100 | avril | 1739 | 83 |
| – 12 tuners au banc d'essais : Akai AT A 102 L, Denon TU 600L, Goldstar GST 5300, Harman Kardon TU 915, Kenwood KT 3300D, Luxman T404L, Marantz ST 64/16L, Onkyo T4150, Pioneer F 99X, Technics ST G50L, Toshiba ST 837L, Yamaha TX 500 U | mai | 1740 | 83 |
| – 12 lecteurs de CD portables au banc d'essais : B.S.T. TomDisc, B.S.T. TomDisc 2, Fisher PCD100, Funai CDP7600, Grundig CDP50, JVC XLR 10, Philips CD10, Sanyo CP10, Sony D100, Technics SL XP5, Tensai TPD10, Toshiba XR 9457 | juin | 1741 | 67 |
| – 12 baladeurs au banc d'essais : Aiwa G101, Crown SZ36G, Fisher PHS120, JVC CXF7K, Kenwood CPR3, Panasonic RQJA2, Radiola RA440, Saba RC 5791, Sanyo MGP600D, Sharp JCF3H, Sony WM19, Toshiba KT 4176 | juillet | 1742 | 51 |

## REALISATIONS ELECTRONIQUES

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | N° | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Vu-mètre crêtemètre multiplexé (1re partie) | août | 1731 | 72 |
| – Vu-mètre crêtemètre multiplexé (2e partie) | septembre | 1732 | 138 |
| – Récepteur de radiocommande synthétisé ; nouvelle version, le RX11 (1re partie) | septembre | 1732 | 143 |
| – Un programmateur de mémoires manuel | septembre | 1732 | 149 |
| – Un distorsiomètre de précision (1re partie) | septembre | 1732 | 157 |
| – En kit : l'enceinte acoustique SD3 | octobre | 1733 | 35 |
| – Un distorsiomètre de précision (2e partie et fin) | octobre | 1733 | 105 |
| – Récepteur de radiocommande synthétisé, nouvelle version : le RX11 (2e partie) | octobre | 1733 | 109 |
| – Réalisez un compte-tours digital | octobre | 1733 | 120 |
| – Réalisez un wattmètre à diodes électroluminescentes | octobre | 1733 | 125 |
| – Réalisez un modem Télétel réversible | novembre | 1734 | 107 |
| – Une lampe de poche rechargeable | novembre | 1734 | 121 |
| – Commande d'afficheurs à diodes | novembre | 1734 | 125 |
| – Un antivol automobile simple et performant | novembre | 1734 | 131 |

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | N° | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Réalisez un simulateur de présence téléphonique | novembre | 1734 | 178 |
| – Réalisez un modem Télétel réversible (2e partie et fin) | décembre | 1735 | 111 |
| – Retour sur le RX11 (radiocommande) | décembre | 1735 | 117 |
| – Commande d'afficheurs à diodes | décembre | 1735 | 124 |
| – Réalisez l'ampli HiFi du débutant | janvier | 1736 | 115 |
| – A la recherche de la sécurité absolue : le MCR-87 (radiocommande) | janvier | 1736 | 133 |
| – Télécommande VHF expérimentale | janvier | 1736 | 139 |
| – Variateur/correcteur antiparasite pour moteur 220 V | février | 1737 | 78 |
| – Réalisez l'ampli HiFi du débutant (2e partie et fin) | février | 1737 | 115 |
| – Extension des possibilités de l'antivol automobile décrit dans notre N° 1734 | février | 1737 | 137 |
| – A la recherche de la sécurité absolue : le MCR-87, 2e partie et fin (radiocommande) | février | 1737 | 142 |
| – Flasher d'alarme à Hexfet | février | 1737 | 145 |
| – Une réalisation hors du commun : une centrale de contrôle domestique universelle | mars | 1738 | 131 |
| – Nouveaux montages de simulation de présence | mars | 1738 | 139 |
| – Une alarme pour bébé | mars | 1738 | 143 |
| – Variateur faibles pertes pour perceuse miniature | mars | 1738 | 154 |
| – Réalisez une station fixe pour walkman | mars | 1738 | 157 |
| – Réalisez un ampli HiFi à V.MOS de puissance | avril | 1739 | 46 |
| – Une réalisation hors du commun : une centrale de contrôle domestique universelle (2e partie) | avril | 1739 | 115 |
| – Retour sur le jeu musical à microprocesseur décrit dans notre N° 1718 | avril | 1739 | 138 |
| – Une télécommande à infrarouge pour tuner UHF-VHF ou autre | avril | 1739 | 141 |
| – Une réalisation hors du commun : une centrale de contrôle domestique universelle | mai | 1740 | 115 |
| – Nouveaux montages de simulation de présence | mai | 1740 | 121 |
| – En kit : l'enceinte acoustique Davis MV4 | mai | 1740 | 131 |
| – La radiocommande de l'an 2000 : ordinateur et balistique | mai | 1740 | 135 |
| – Séparateur synchro | mai | 1740 | 142 |
| – Une sonde pour oscilloscope | mai | 1740 | 145 |
| – Centrale de contrôle : quelques accessoires : une alimentation sauvegardée, comment utiliser votre minitel comme terminal du micro contrôleur. | juin | 1741 | 99 |
| – 3 alarmes simples à réaliser | juin | 1741 | 107 |
| – La vidéo en relief : c'est dès maintenant facile et pas très cher | juin | 1741 | 113 |
| – Télécommande à infrarouge | juin | 1741 | 119 |
| – Retour sur « Ordinateur et balistique », voir N° 1740 | juillet | 1742 | 40 |
| – Centrale de contrôle domestique : la programmation du 8255, un simulateur de présence, un répondeur téléphonique | juillet | 1742 | 91 |
| – La vidéo en relief (2e partie et fin) réalisation pratique | juillet | 1742 | 99 |
| – Une interface téléphonique universelle | juillet | 1742 | 108 |

REALISATIONS « FLASH »

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | N° | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Alimentation avec Reset | octobre | 1733 | 67 |
| – Signal tracer | | | 69 |
| – Un octaveur pour guitare | | | 71 |
| – Amplificateur pour casque | | | 73 |
| – Compte-tours optique pour moteur Diesel ou autre | novembre | 1734 | 75 |
| – Alimentation symétrique, ± 12 V, 200 mA | | | 77 |
| – Emetteur MF expérimental | | | 79 |
| – Phaseur pour instrument de musique. | | | 81 |
| – Une pédale pour guitare électrique | décembre | 1735 | 75 |
| – Alimentation de 0 à 20 V, 1 A | | | 77 |
| – Protection pour enceintes acoustiques | | | 79 |
| – Générateur 2 Hz, 200 kHz sinus/triangle, commande en tension | | | 81 |
| – Un mouton à 5 pattes pour votre labo : alimentation, amplificateur, etc. | janvier | 1736 | 91 |
| – Un chargeur de batteries cadmium-nickel | | | 93 |
| – Un adaptateur minitel/micro-ordinateur | | | 95 |
| – Un symétriseur d'alimentation | | | 97 |
| – Générateur audio à très faible distorsion | février | 1737 | 91 |
| – Un adaptateur voltmètre électronique | | | 93 |
| – Un adaptateur micro pour votre chaîne HiFi | | | 95 |
| – Sonde logique pour circuits C.MOS | | | 97 |
| – Noise Gate | mars | 1738 | 107 |
| – Boîte de résistances | | | 109 |

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | N° | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Vidéo Stop | | | 111 |
| – Une sonde logique TTL très simple | | | 113 |
| – Silencieux automatique pour chaîne HiFi | avril | 1739 | 91 |
| – D.J. Board | | | 93 |
| – Un ampli HiFi de 35 W | | | 95 |
| – Une interface universelle pour micro-ordinateurs | | | 97 |
| – Télécommande à infrarouge : le récepteur | mai | 1740 | 91 |
| – Télécommande à infrarouge : l'émetteur | | | 93 |
| – Afficheur 60 dB en 20 points | | | 95 |
| – Un détecteur d'humidité | | | 97 |
| – Voltmètre numérique à géométrie variable | juin | 1741 | 75 |
| – Un timer pour jeux de société | | | 77 |
| – Un temporisateur d'essuie-glace | | | 79 |
| – Un simulateur pour locomotive à vapeur | | | 81 |
| – Triple alimentation pour « Bread Board » | juillet | 1742 | 59 |
| – Un convertisseur de tension statique universelle | | | 61 |
| – Un posemètre pour labo photo | | | 63 |
| – Un modulateur de lumière | | | 65 |

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | N° | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Le CADI 1 de Chauvin Arnoux – Un multimètre numérique tout terrain | décembre | 1735 | 133 |
| – Réalisez un banc de mesure de laboratoire : 6e partie – Générateur de fonctions | janvier | 1736 | 121 |
| – Multimètre Beckman DM25L | janvier | 1736 | 149 |
| – Les sondes pour oscilloscope | février | 1737 | 60 |
| – Réalisez un banc de mesure de laboratoire : 7e partie – Générateur de fonctions (suite) | février | 1737 | 123 |
| – L'oscilloscope Unaohm G4020, 2 × 20 MHz | février | 1737 | 147 |
| – L'oscilloscope Metrix OX710C 2 × 15 MHz | mars | 1738 | 173 |
| – Les générateurs de mires Philips PM5518 et PM5518TX | mars | 1738 | 177 |
| – Réalisez un capacimètre simple et performant pour votre banc de mesure | avril | 1739 | 133 |
| – L'oscilloscope Tektronix 2225, 2 × 50 MHz | avril | 1739 | 151 |
| – L'oscilloscope Hung-Chang OS620, 2 × 20 MHz | mai | 1740 | 157 |
| – L'oscilloscope monotrace Crotech 3031 (20 MHz) | juin | 1741 | 143 |
| – Le générateur de fonctions FG2 de Beckman Industrial | juillet | 1742 | 123 |

## MESURE

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | N° | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Réalisez un banc de mesure de laboratoire : 1re partie – Coffret et alimentation | août | 1731 | 87 |
| – Les appareils de mesure modulaires Hameg série 8000 | septembre | 1732 | 111 |
| – Vers l'oscilloscope automatique : la nouvelle génération des 50 MHz Philips | septembre | 1732 | 115 |
| – Réalisez un banc de mesure de laboratoire : 2e partie – Fréquencemètre... | septembre | 1732 | 131 |
| – Réalisez un banc de mesure de laboratoire : 3e partie – Fréquencemètre (suite) | octobre | 1733 | 113 |
| – Les appareils de mesure modulaires Hameg série 8000 (2e partie) | octobre | 1733 | 131 |
| – Le PAN 35 de Pantec | octobre | 1733 | 136 |
| – Réalisez un banc de mesure de laboratoire : 4e partie – Multimètre | novembre | 1734 | 111 |
| – Metrix MX 573 – Une alliance très réussie de l'analogique et du numérique | novembre | 1734 | 160 |
| – Réalisez un banc de mesure de laboratoire : 5e partie – Multimètre suite.. | décembre | 1735 | 106 |

## EMISSION – RECEPTION

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | N° | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Amplificateur VHF 144-146 MHz (réalisation) | août | 1731 | 30 |
| – Le renouveau des ondes courtes : I – Le phénomène ondes courtes | septembre | 1732 | 59 |
| – Fréquencemètre de 0 à 400 MHz – Un affichage digital prépositionnable pour transceivers ou récepteurs | septembre | 1732 | 119 |
| – Antenne mini-quad 14 MHz | septembre | 1732 | 163 |
| – Construisez votre transverter 27/432 MHz | octobre | 1733 | 99 |
| – Construisez votre transverter 27/432 MHz | novembre | 1734 | 117 |
| – La ligne d'émission/réception Yaesu FT 757 GX | novembre | 1734 | 140 |
| – Le renouveau des ondes courtes – II... | novembre | 1734 | 162 |
| – L'IC-R7000 : récepteur à couverture générale | décembre | 1735 | 58 |
| – Le renouveau des ondes courtes : III – La technique des récepteurs | décembre | 1735 | 62 |
| – Convertisseur bandes amateurs | décembre | 1735 | 94 |
| – Réalisation d'un transceiver 80-40-20-15-10 m CW/SSB 220 W - HF - PEP | décembre | 1735 | 99 |

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | Nº | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Le renouveau des ondes courtes : IV – La technique des récepteurs (suite) | janvier | 1736 | 48 |
| – Réalisation d'un transceiver 80-40-20-15-10 m CW/SSB - 220 W - HF - PEP, 2e partie | janvier | 1736 | 127 |
| – Le renouveau des ondes courtes : V – La technique des récepteurs (suite et fin) | février | 1737 | 22 |
| – Mesure de puissance : le wattmètre à absorption Termaline Bird 6734 | février | 1737 | 44 |
| – Réalisation d'un transceiver 80-40-20-15-10 m CW/SSB - 220 W - HF - PEP, 3e partie | février | 1737 | 130 |
| – Réalisation d'un transceiver 80-40-20-15-10 m CW/SSB - 220 W - HF - PEP, 4e partie | mars | 1738 | 150 |
| – Construisez votre transceiver BLU | juillet | 1742 | 28 |

## MICRO-INFORMATIQUE – TELEMATIQUE

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | Nº | PAGE |
|---|---|---|---|
| – ABC de la micro-informatique | août | 1731 | 102 |
| – ABC de la micro-informatique | septembre | 1732 | 44 |
| – ABC de la micro-informatique, nouvelle série : I – L'informatique ? mais c'est très simple | octobre | 1733 | 44 |
| – ABC de la micro-informatique, nouvelle série : II – Binaire, hexadécimal et autres mystères | novembre | 1734 | 147 |
| – ABC de la micro-informatique : III – L'unité centrale des IBM PC et compatibles | décembre | 1735 | 152 |
| – Disques durs à bas prix pour IBM PC et compatibles | décembre | 1735 | 159 |
| – ABC de la micro-informatique : IV – Le jeu d'instructions du 8088 | janvier | 1736 | 38 |
| – Microtel Club de Caen | janvier | 1736 | 70 |
| – Tous les disques mènent au ROM | février | 1737 | 46 |
| – ABC de la micro-informatique : V – Le jeu d'instruction du 8088 (suite) | février | 1737 | 48 |
| – Justedit-Printef nouvelle version | février | 1737 | 52 |
| – ABC de la micro-informatique : VI – Le jeu d'instruction du 8088 (suite) | mars | 1738 | 44 |
| – Télématique et communication | mars | 1738 | 163 |
| – L'interface Centronics ou parallèle 8 bits | mars | 1738 | 196 |
| – ABC de la micro-informatique : le jeu d'instruction du 8088 (suite) | avril | 1739 | 40 |
| – Les mémoires effaçables aux ultra-violets | avril | 1739 | 80 |
| – Télématique et communication (2e partie) : messagerie vocale | avril | 1739 | 155 |
| – ABC de la micro-informatique : assembleur et directives d'assemblage | mai | 1740 | 64 |
| – Télématique et communication (3e partie) : communication de l'écrit | mai | 1740 | 147 |
| – ABC de la micro-informatique : les mémoires | juin | 1741 | 28 |
| – Télématique et communication : communication de l'écrit, Télétex : système de messagerie de l'écrit | juin | 1741 | 131 |
| – ABC de la micro-informatique : les mémoires (suite) | juillet | 1742 | 77 |
| – Le minitel 1B : un minitel doublé d'un véritable terminal informatique | juillet | 1742 | 113 |
| – Télématique et communication : la réunion téléphone, audioconférence, visioconférence, vidéotransmission | juillet | 1742 | 115 |

## DIVERS

| TITRE DE L'ARTICLE | Mois | Nº | PAGE |
|---|---|---|---|
| – Table des matières année 1985-1986 du Nº 1719 au Nº 1730 inclus | août | 1731 | 78 |
| – La société MTC et les kits « Electronique collège » | septembre | 1732 | 99 |
| – Minitel : de qui se moque-t-on ? | novembre | 1734 | 142 |
| – B et W fête ses vingt ans | novembre | 1734 | 167 |
| – La nouvelle gamme B & O | novembre | 1734 | 24 |
| – La vidéo chez Teral | novembre | 1734 | 169 |
| – La nouvelle usine MTC de Cadours | décembre | 1735 | 131 |
| – En visite à la CGV, Compagnie Générale de Vidéotechnique | décembre | 1735 | 161 |
| – La pièce détachée chez Teral | décembre | 1735 | 179 |
| – L'usine Philips de Hasselt | janvier | 1736 | 147 |
| – Pronic 86 | janvier | 1736 | 151 |
| – Paris Câble | janvier | 1736 | 153 |
| – Les réalisations flash sans CI grâce au Circuigraph | janvier | 1736 | 161 |
| – En visite chez Technics | février | 1737 | 155 |
| – La Sono chez Teral | février | 1737 | 161 |
| – L'usine Sony de Bridgend | mars | 1738 | 72 |
| – Un fer à souder fonctionnant au gaz butane : le Pyropen de Weller | mars | 1738 | 181 |
| – La TV par satellite chez Nord Radio | mars | 1738 | 183 |
| – Cobra s'agrandit | avril | 1739 | 78 |
| – Enquête Haut-Parleur | mai | 1740 | 21 |
| – En visite à l'Esme Sudria | mai | 1740 | 40 |
| – Le mystère de Teddy Ruxpin | juin | 1741 | 15 |
| – En visite au groupe ESIEE/ESTE | juin | 1741 | 54 |
| – Une troisième usine Sony en France | juin | 1741 | 64 |
| – Le Deustemi à Orsay | juillet | 1742 | 42 |

# Initiation à la pratique de l'électronique

# LES COMPOSANTS OPTOELECTRONIQUES

**L'optoélectronique tient une place de plus en plus grande dans le monde de l'électronique. Nous nous limitons aux composants les plus courants : diodes électroluminescentes, afficheurs sept segments, photodiodes et phototransistors.**
**Leur utilisation ne pose pas de problèmes majeurs, cependant quelques précautions indispensables sont à prendre.**
**Cet article termine cette série d'initiation. Nous espérons que les lecteurs pour qui le mot « électronique » évoquait une technique pleine de mystères sont maintenant persuadés que l'électronique n'a rien de rebutant. Ce qui compte, c'est d'abord de bien comprendre le fonctionnement des circuits de base, puis de les expérimenter. La pratique est une aide énorme pour avancer dans cette technique.**

## LES EMETTEURS DE LUMIERE

Parmi les composants optoélectroniques, les diodes électroluminescentes sont de loin les plus utilisées. Ces diodes servent à la signalisation en indiquant la présence ou l'absence d'une tension, ou encore l'état logique d'un circuit digital. Mises bout à bout, elles sont employées comme échelle lumineuse pour les vu-mètres ou les thermomètres électroniques ; couplées avec un capteur de lumière, on réalise avec elles des barrières lumineuses, soit pour le comptage d'objets ou de personnes, soit pour la lecture de cartes perforées.

## CARACTERISTIQUES DES DIODES ELECTROLUMINESCENTES

Ces diodes, appelées communément « LED », possèdent des limites d'utilisation qu'il faut bien connaître. D'abord, en ce qui concerne son bon fonctionnement, il faut savoir qu'une telle diode doit être polarisée en direct pour émettre de la lumière. Le montage de base est indiqué sur la figure 1. Un courant $I_D$ traverse la diode, une tension positive étant appliquée côté anode. Le courant $I_D$ ne doit pas dépasser 50 mA (valeur maximale). Avec un courant de 10 mA, la diode allumée est bien visible pour un éclairage ambiant habituel. Mais le rayonnement lumineux est encore visible si $I_D$ = 5 mA ou même 3 mA.

En ce qui concerne la tension directe $V_D$ aux bornes de la diode, elle est de l'ordre de 1,4 à 1,8 V pour une LED rouge, ou entre 2 et 2,5 V pour les modèles jaunes et verts, bien que la limite supérieure des diodes vertes puisse atteindre 2,8 V. Cette tension $V_D$ varie légèrement d'un modèle à l'autre.

Un autre point important est la tension inverse qui est limitée à 3,5 V. Cette valeur, vraiment faible, est un gros risque de détérioration.

La résistance R (fig. 1) est indispensable pour la protection de la LED. Sa valeur est généralement de quelques centaines d'ohms (200 à 400) pour une tension de quelques volts (5 V par exemple). Son calcul n'est qu'une application de la loi d'Ohm :

$$R = \frac{U - V_D}{I_D}$$

Donnons une application numérique pour une diode utilisée comme voyant lumineux d'une alimentation de 9 V. Si la LED est verte et que nous choisissons un courant $I_D$ de 10 mA, la résistance R aura la valeur :

$$\frac{9-2}{0,01} \text{, soit } 700\ \Omega$$

(valeur normalisée approchante 680 Ω).

Pour vérifier le bon état d'une diode LED, il suffit, avec une pile de 4,5 V et une résistance de 220 Ω, de brancher le tout

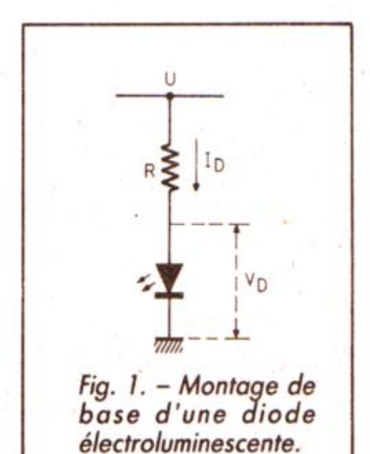


*Fig. 1. – Montage de base d'une diode électroluminescente.*

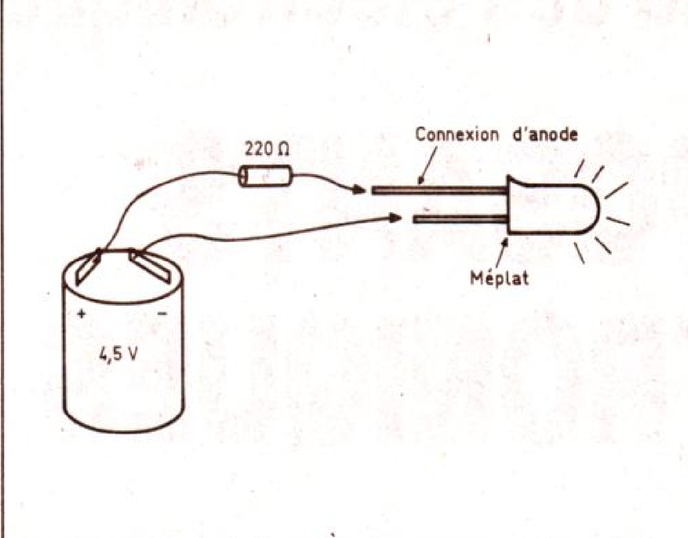



*Fig. 2. – Contrôle d'une LED, la connexion de cathode est repérée par un méplat. Généralement sa tige est plus courte.*

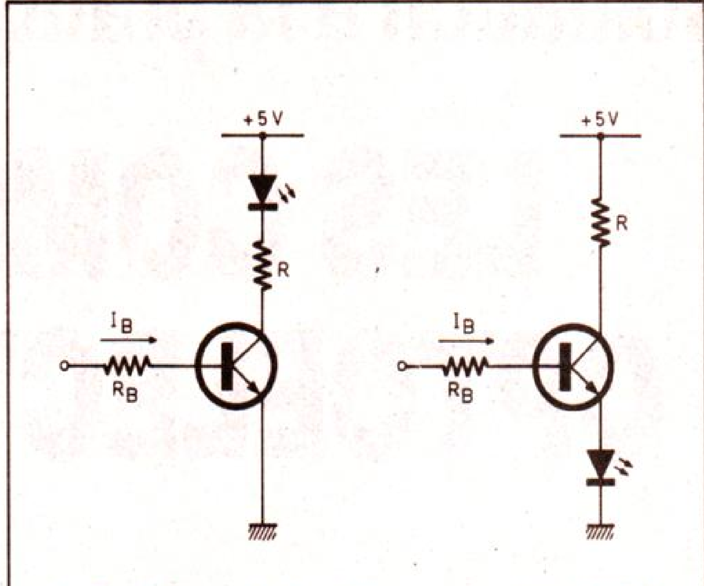



*Fig. 3. – Commande d'une LED par un transistor (BC107) (R = 330 Ω).*

en série (fig. 2). Mais il faut surtout prendre bien garde de ne jamais mettre directement la diode (sans résistance) aux bornes de la pile.

Il reste encore à savoir comment reconnaître l'anode de la cathode. La cathode est repérée par un méplat, et la connexion d'anode est généralement la plus longue.

Il existe de très nombreux types de diodes électroluminescentes se présentant sous la forme standard comme celle de la figure 2. Le diamètre est de 5,75 mm, d'autres ont un diamètre de 3 mm (extrémité sphérique). L'embout lumineux peut également présenter une forme carrée, triangulaire ou rectangulaire... Il n'est pas possible d'énumérer tous les types de LED ; d'ailleurs, il n'est pas indispensable de connaître le numéro de type, ces diodes étant classées plutôt par leur couleur et leur diamètre que par leur numéro d'appellation.

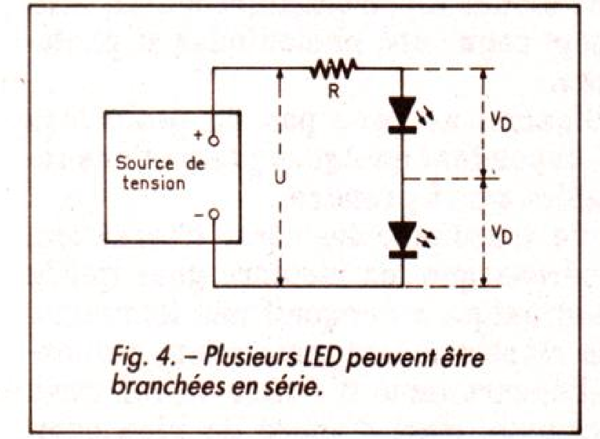



*Fig. 4. – Plusieurs LED peuvent être branchées en série.*

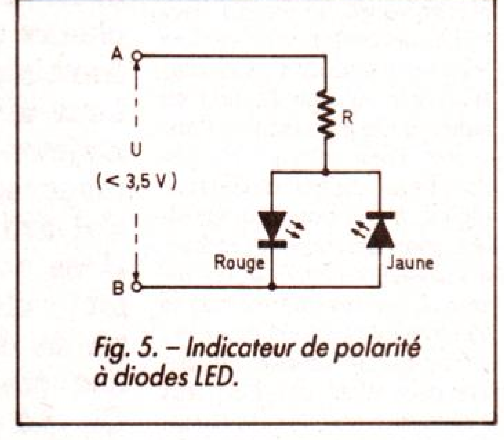



*Fig. 5. – Indicateur de polarité à diodes LED.*

## CIRCUITS D'APPLICATION

Dans certains schémas, principalement de circuits logiques, la diode LED est insérée dans le circuit émetteur ou collecteur d'un transistor. Le courant de commande de l'allumage est alors égal à 10 mA divisé par le gain $\beta$ du transistor utilisé. La résistance de protection est toujours présente en série avec la diode (fig. 3).

Il est tout à fait possible de disposer en série plusieurs LED, tout dépend du montage et de la tension d'alimentation. Sur le schéma de la figure 4 comportant deux diodes, la tension d'alimentation U doit être au moins égale ou supérieure à deux fois $V_D$. Si $V_D = 2$ V et $U = 4$ V, on peut à la rigueur se passer de la résistance R.

En revanche, on évite de mettre les LED en parallèle, la tension $V_D$ étant presque toujours différente, même pour des composants du même type.

Deux LED peuvent être câblées « tête-bêche ». Dans ce cas, l'une protège l'autre, et réciproquement, contre l'inversion de polarité. Sur le schéma de la figure 5, c'est soit la LED rouge, soit la jaune qui s'allume, cela dépend de la polarité de A par rapport à B.

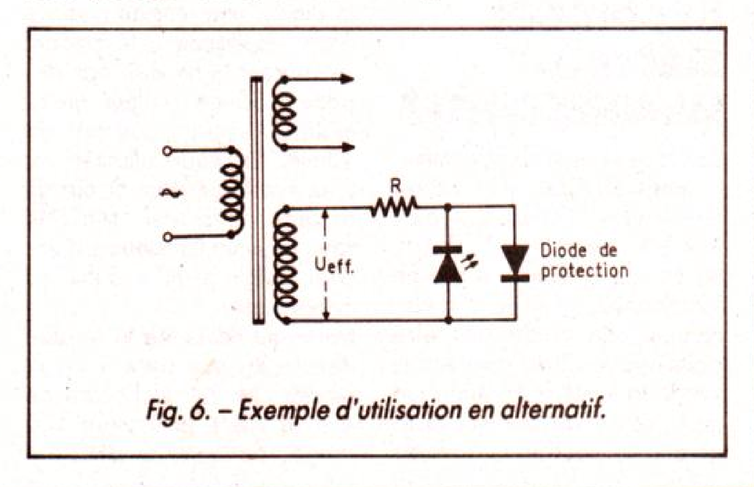



*Fig. 6. – Exemple d'utilisation en alternatif.*

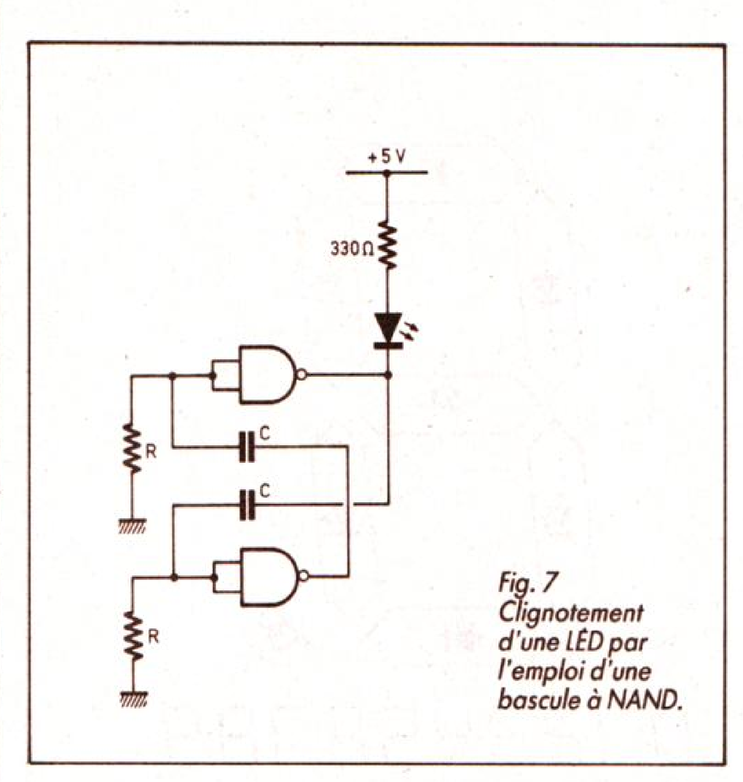


*Fig. 7 Clignotement d'une LED par l'emploi d'une bascule à NAND.*

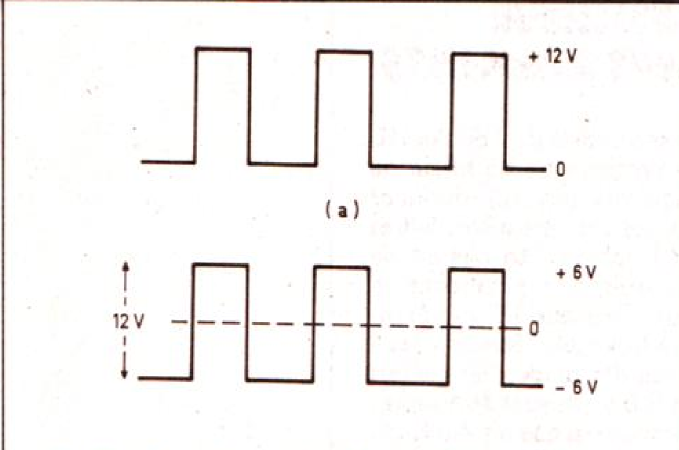


*Fig. 8. – Deux signaux de même amplitude crête à crête peuvent avoir un comportement différent sur les LED.*

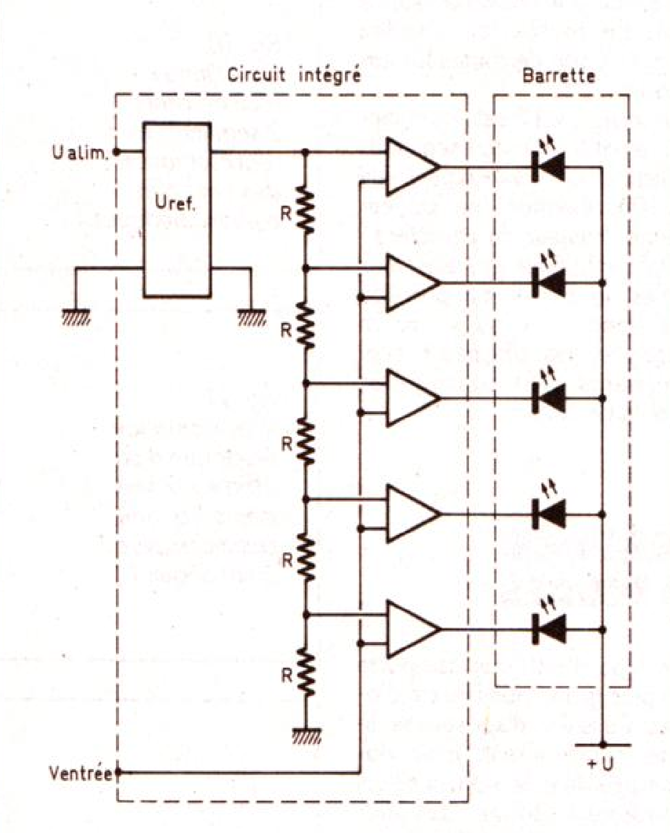


*Fig. 9. – Barrette de LED commandée par un circuit intégré pour visualiser un signal analogique.*

# VISUALISATION D'UNE TENSION ALTERNATIVE

Une diode LED peut faire office de voyant dans un circuit purement alternatif. Pour le calcul de la résistance, la formule donnée plus haut est utilisable à la seule condition de remplacer U par la tension maximale alternative. Ainsi, sur le schéma de la figure 6 où $U_{eff}$, mesurée au multimètre, est de 6,3 V, la tension $U_{max}$ est : 6,3 × 1,414, soit 8,8 V, la résistance R a pour valeur :

$$\frac{8,8-2}{0,01} = 680\ \Omega.$$

Afin de protéger la diode LED dont la tension inverse max, est relativement faible (3,5 V), une diode ordinaire (1N4148) est disposée « tête-bêche ».

# QUELQUES SCHEMAS

Une diode électroluminescente peut également être utilisée comme clignotant sans danger pour la diode. Celle-ci peut être insérée dans l'un des collecteurs d'un multivibrateur à transistor.

Un autre montage de clignotant utilise deux portes NAND et un ensemble résistif-capacitif dont la fréquence détermine la fréquence de répétition des impulsions lumineuses (F = 0,7/RC, les unités étant l'hertz, l'ohm et le farad). Pour une fréquence proche de 1 Hz et avec des résistances de 1 kΩ, les condensateurs auront quelques centaines de microfarads (fig. 7).

L'afficheur étant inséré dans un circuit où les signaux sont des impulsions, on pensera au danger d'une tension inverse trop forte. Des impulsions comme celles dessinées sur la figure 8(a) pourront sans problème être visualisées par une LED si la résistance série est bien calculée. En effet, l'amplitude des impulsions varie entre 0 et une tension positive. En revanche, si ces mêmes signaux traversent un condensateur, les alternances négatives (fig. 8 (b)) seront fatales à la diode, puisqu'elles dépassent en valeur celle de la tension inverse admissible.

Les diodes LED sont souvent employées comme indicateur de niveau. On utilise pour cela un amplificateur opérationnel (voir le schéma de base dans notre précédent article sur les amplificateurs opérationnels).

Des barrettes de diodes, composées de plusieurs LED disposées en ligne, servent à réaliser des thermomètres ou à remplacer l'aiguille d'un galvanomètre. Le circuit de commande de ces dispositifs est assez complexe, il existe des circuits intégrés spéciaux pour la commande. Nous donnons sur la figure 9 le schéma de principe très simplifié de ces circuits intégrés.

# AFFICHEUR SEPT SEGMENTS

Il est constitué de 7 diodes LED se présentant sous forme de segments (fig. 10) désignés par les sept premières lettres de l'alphabet. La plupart de ces afficheurs possèdent un point lumineux (P) représentant la virgule. Suivant l'excitation des diodes, les chiffres de 0 à 9 peuvent être représentés, ainsi que les A à F, utilisées pour le système hexadécimal (les lettres « b » et « d » sont alors représentées en minuscules).
Les diodes constituant l'afficheur ont une liaison commune soit de toutes les anodes (fig. 11), soit de toutes les cathodes.
Sur la figure 12 est représentée un afficheur sept segments affichant un « 3 » (type MAN 4710A, émettant en couleur rouge, hauteur du caractère : 20,3 mm). Pour certains modèles, le chiffre est précédé du signe « + » ou « – ». En pratique, les afficheurs sept segments sont commandés par un décodeur.

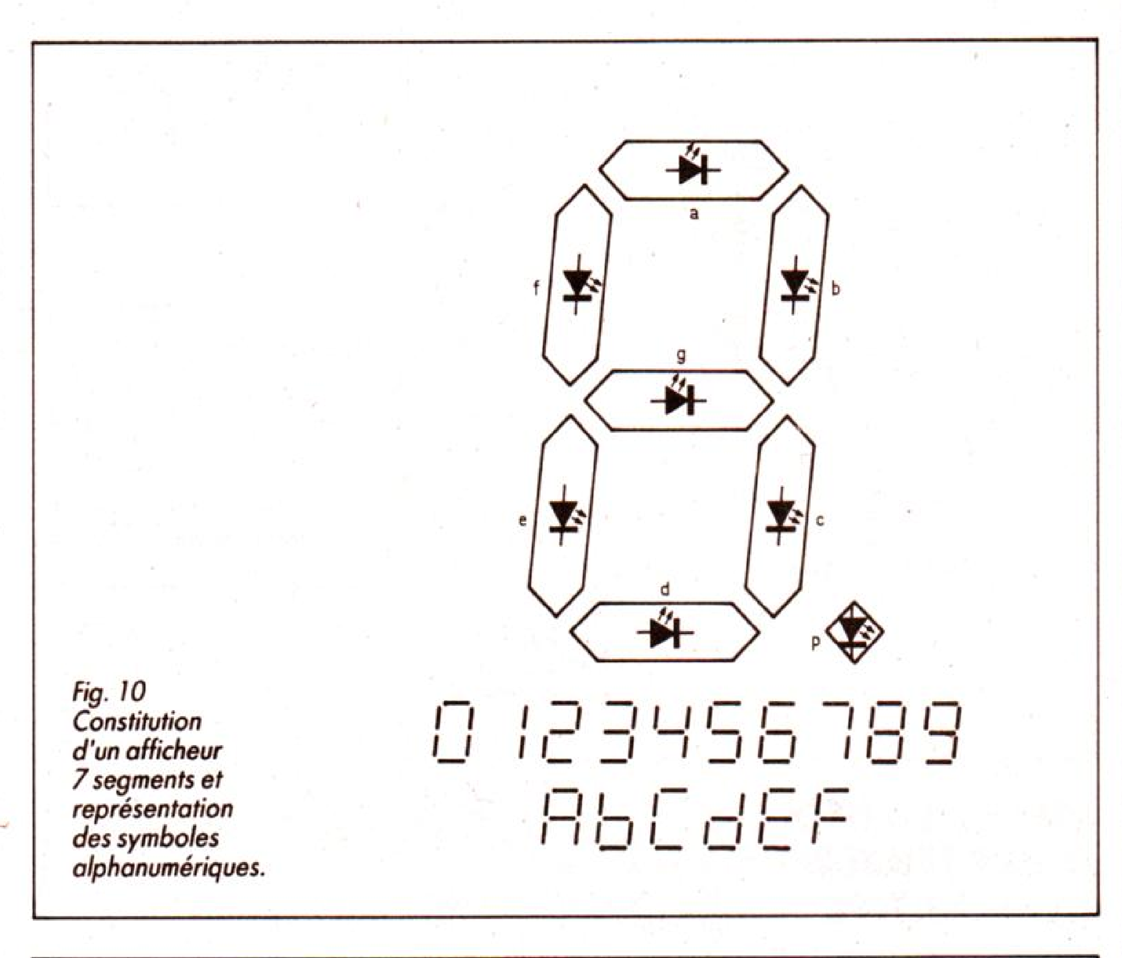


*Fig. 10 Constitution d'un afficheur 7 segments et représentation des symboles alphanumériques.*

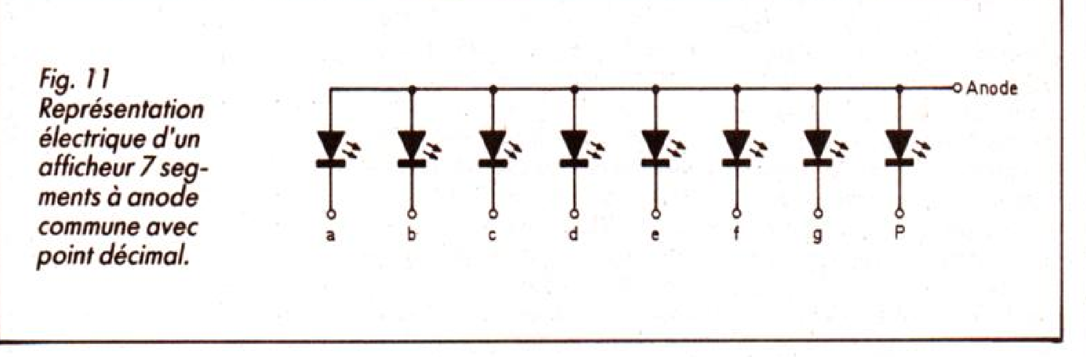


*Fig. 11 Représentation électrique d'un afficheur 7 segments à anode commune avec point décimal.*

# MATRICE A DIODES

Ce type d'afficheur comporte un plus grand nombre de diodes. Celles-ci, disposées en ligne, représentent, avec davantage de précision en ce qui concerne la forme, des chiffres, des lettres et des signes divers. La figure 13 représente une matrice à diodes composée de 28 LED disposées en 7 lignes de 4 colonnes. Les anodes des sept diodes de chaque colonne sont reliées ensemble, tandis que les quatre diodes de chaque ligne sont également réunies. Pour ce modèle, un décodeur à quatre sorties pour les colonnes et sept sorties pour les lignes est nécessaire.

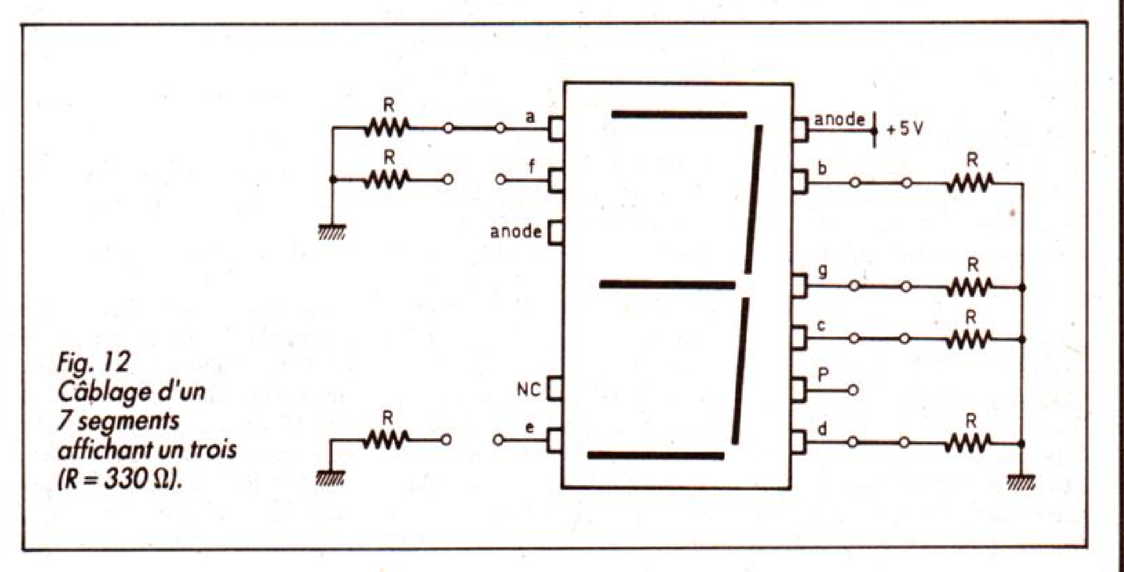


*Fig. 12 Câblage d'un 7 segments affichant un trois (R = 330 Ω).*

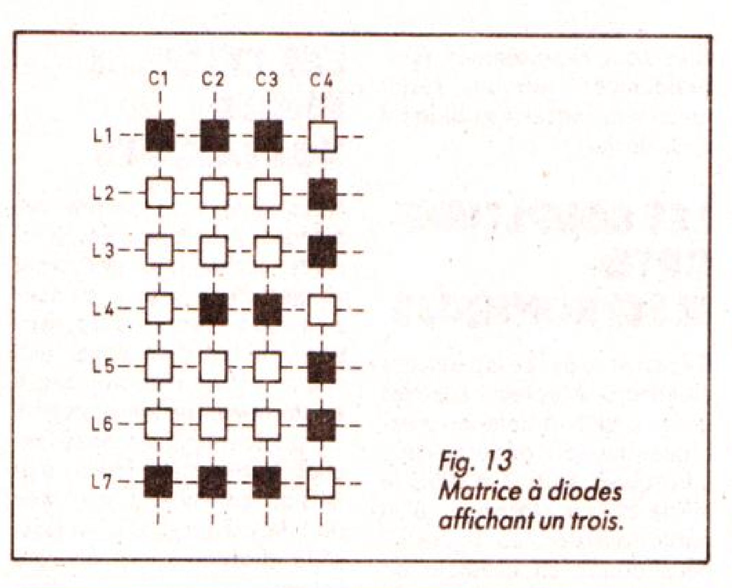


*Fig. 13*
*Matrice à diodes affichant un trois.*

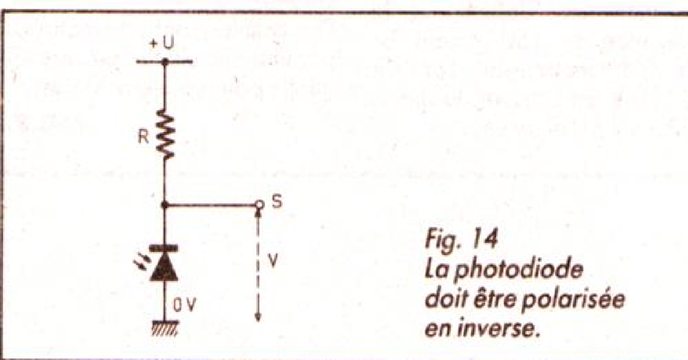


*Fig. 14*
*La photodiode doit être polarisée en inverse.*

## LES CAPTEURS DE LUMIERE

Lorsqu'une diode jonction est bloquée par une tension inverse, cette diode est quand même traversée par un courant « de fuite » très faible, mais qui augmente beaucoup avec la température. La lumière a également la propriété de libérer des électrons, et c'est pour cette raison que les diodes jonction et les transistors sont encapsulés dans un boîtier opaque. Cet inconvénient se transforme en avantage quand il s'agit d'optoélectronique.
Les photodiodes sont de simples diodes semi-conductrices dont le boîtier est pourvu d'une fenêtre, souvent avec une lentille, à travers laquelle le rayon lumineux vient frapper la jonction et libérer les électrons. Les électrons libérés sont attirés par la polarité positive de la source d'alimentation, d'où apparition d'un courant électrique dans le circuit extérieur. Plus la lumière reçue est intense, plus le courant sera élevé. Si aucune lumière n'apparaît sur la photodiode, un courant de fuite circule quand même à travers la diode, c'est le « courant d'obscurité ».
Une photodiode est symbolisée par une diode et deux flèches pointées vers elle (fig. 14).

## LES PHOTO-TRANSISTORS

Si la lumière est appliquée sur la jonction base-collecteur, polarisée en inverse, d'un transistor, le courant $I_{CBO}$ augmente. Et puisqu'il traverse la jonction base-émetteur du transistor, il est multiplié par le gain de courant $\beta$ de ce phototransistor.
Un phototransistor est schématisé par un transistor et deux flèches pointées vers lui. Les modèles peuvent être avec ou sans connexion de base.
Bien que le courant provenant d'un phototransistor soit plus élevé que celui d'une photodiode, la variation n'est pas suffisante pour actionner un relais ou un moteur.
Un schéma analogue à celui utilisé pour la photodiode sera employé avec un phototransistor. La résistance R, dans le circuit collecteur, doit être assez élevée (plusieurs mégohms). Pour cette raison, cet ensemble est suivi d'un étage collecteur commun afin de présenter une impédance élevée et de ne pas trop court-circuiter le capteur (fig. 15). Une autre façon de brancher l'élément photosensible est de l'insérer entre base et collecteur d'un transistor (fig. 16). Le montage donne de bons résultats en tout ou rien.

## LES PHOTO-RESISTANCES

Ce sont des résistances dont la valeur ohmique varie suivant l'éclairement. Elles ont une forme plutôt aplatie afin de présenter une surface la plus grande possible et capter ainsi davantage de lumière. La partie résistive, à base de sulfure de cadmium, a la forme d'un créneau.

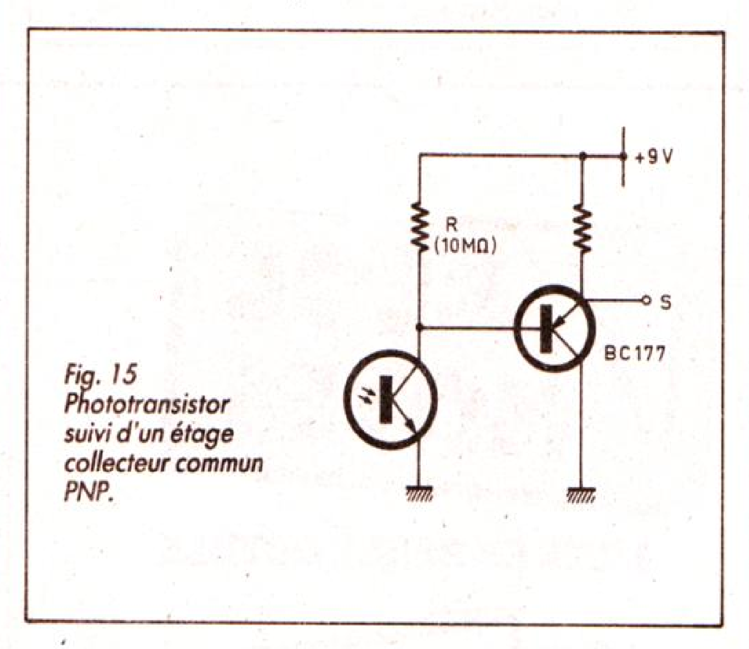


*Fig. 15*
*Phototransistor suivi d'un étage collecteur commun PNP.*

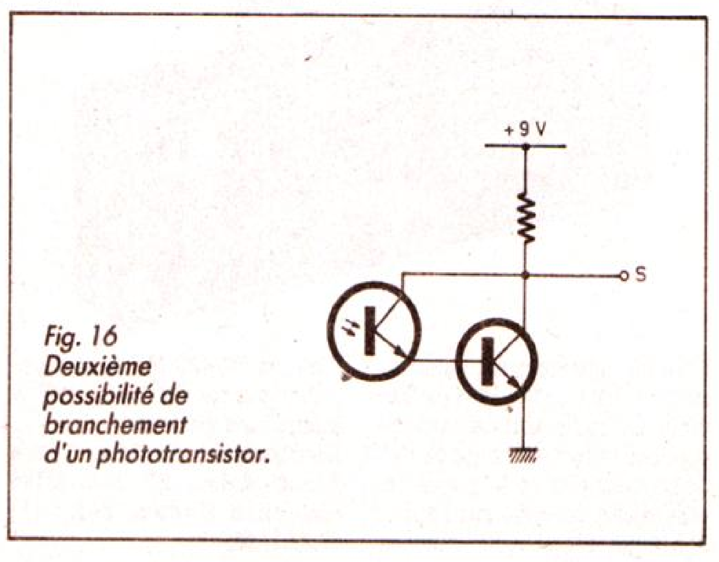


*Fig. 16*
*Deuxième possibilité de branchement d'un phototransistor.*

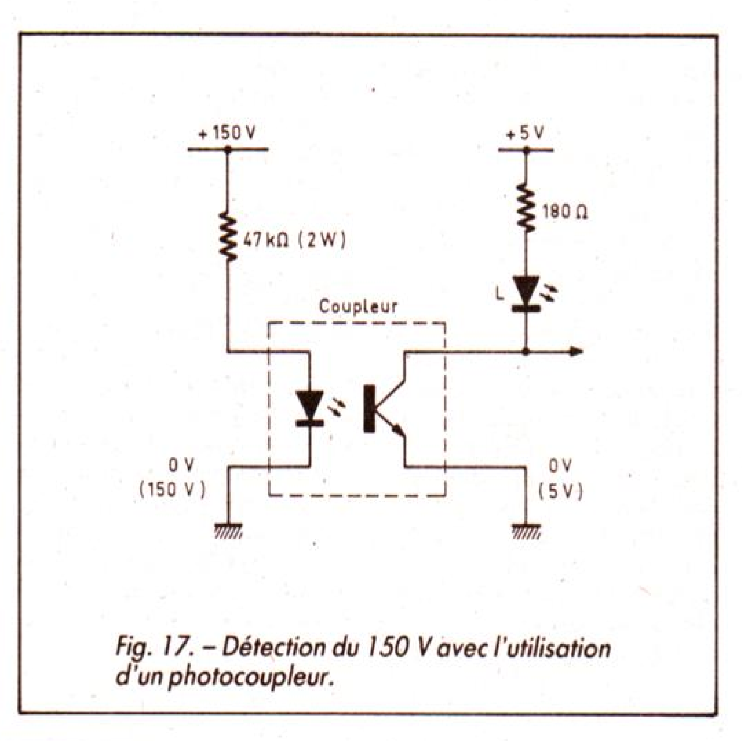



*Fig. 17. – Détection du 150 V avec l'utilisation d'un photocoupleur.*

Elles sont représentées symboliquement par une résistance vers laquelle se dirigent deux flèches.

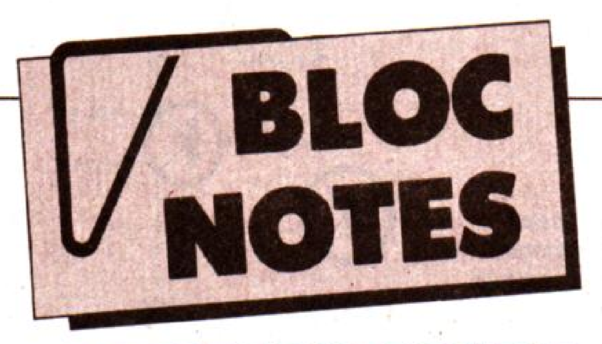
## LES COUPLEURS OPTO-ELECTRONIQUES

Ce sont des composants émetteurs-récepteurs destinés à des circuits d'isolation électrique. Une LED, généralement infrarouge, se trouve dans le même boîtier plastique qu'un phototransistor. La figure 17 nous donne un exemple de son utilisation : détection de la présence de 150 V dans un circuit haute tension. Lorsque le 150 V est présent, la diode LED « L » est allumée.

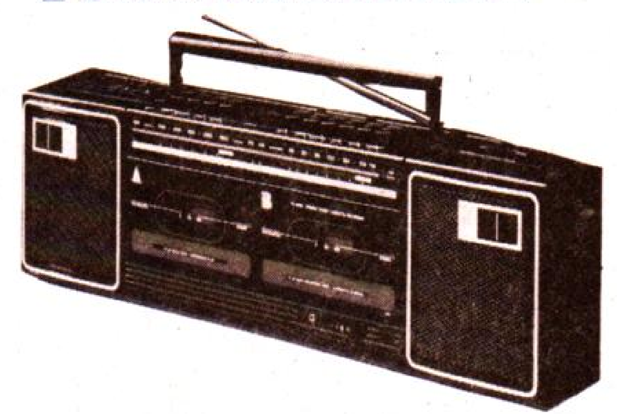
## LES CELLULES PHOTO-VOLTAÏQUES

Nous venons de décrire des dispositifs dans lesquels la lumière commande un courant venant d'une source de tension. Dans certaines applications, le fait d'employer une source est un inconvénient. Il existe heureusement les cellules photovoltaïques dans lesquelles la lumière fournit une tension continue. C'est avec de telles diodes qu'il est possible d'obtenir une énergie solaire.
Ces cellules sont schématisées par une pile électrique vers laquelle pointent deux flèches.

**J.-B.P.**




## L'ETE EN BANDE DOUBLE

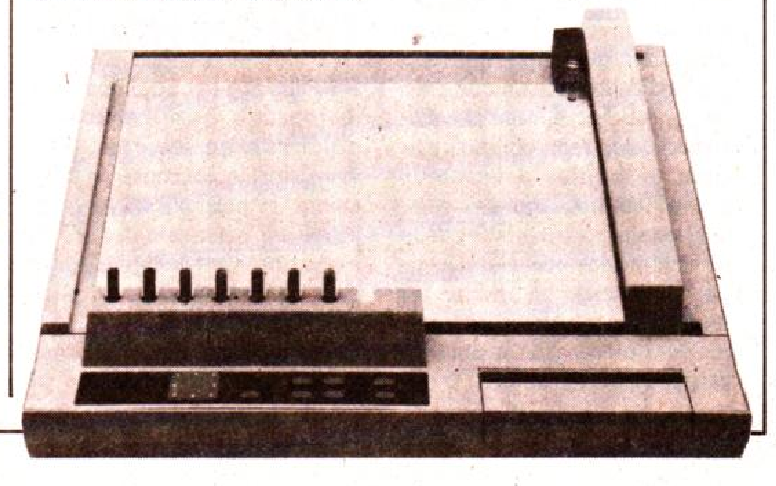


Portable, alimenté sur piles ou secteur, c'est le TR-1886 de Radiola. Ce radio double cassette propose la lecture continue des deux cassettes et la copie rapide d'une cassette sur l'autre. Son tuner reçoit trois gammes d'ondes, PO-GO-MF, et son amplificateur délivre 2 × 4 W à quatre haut-parleurs.
**Distributeur : Radiola, 2, rue Benoît-Malon, BP 307, 92156 Suresnes Cedex. Tél. : (1) 47.28.11.60.**

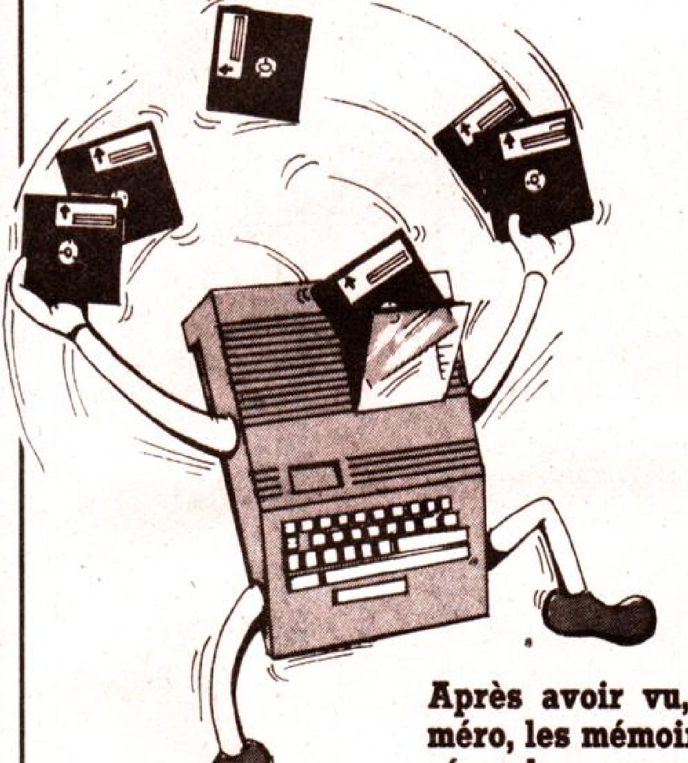
## TRACEUR CAO

Philips complète sa gamme de traceurs numériques avec un modèle A3/A4, particulièrement adapté aux utilisations « graphiques affaires », mais également certaines applications de « CAO » orientées autour d'un compatible PC ou autres calculateurs. Le PM 8155 offre une prestation polyvalente en graphiques de gestion, tout comme en dessins d'étude : le choix de huit couleurs programmables permettant de produire des graphiques sur transparents (rétroprojection) ou sur papier. Disponible en option un dispositif d'alimentation en feuilles format A4.

**Distributeur : Compagnie Française Philips, 1 à 5, rue de Paris, 93002 Bobigny.**



# L'ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE



# MEMOIRES PAL-FPLA

**Après avoir vu, dans notre précédent numéro, les mémoires mortes ou ROM les plus répandues, nous allons aujourd'hui vous présenter des produits plus originaux. Ne vous y trompez pas, il ne s'agit pas de boîtiers marginaux que vous ne rencontrerez quasiment jamais mais, au contraire, de produits nouveaux qui sont en train de connaître un développement fulgurant. Malheureusement, du fait de leur nouveauté et des possibilités qu'ils offrent, ces composants sont très rarement cités dans des revues s'adressant à des amateurs. C'est dommage et nous espérons, avec les lignes qui suivent, combler cette lacune. Commençons ce voyage dans l'inconnu doucement, avec des produits assez proches des UVPROM vues le mois dernier puisque ce sont...**

## LES EEPROM

Lorsque l'on commence à parler de produits récents ou nouveaux, il devient vite impossible de généraliser comme nous l'avons fait par exemple pour les UVPROM, et, bien que cette série d'articles se veuille générale, nous allons aujourd'hui citer des marques et des références car un certain nombre de produits ne sont pas encore standardisés.

Les EEPROM sont dans ce cas et, même si de nombreux fabricants commencent à en proposer à leurs catalogues, la référence en la matière reste la marque Xicor (distribuée en France par A2M), qui offre les produits les plus performants et les plus logiques dans leur conception.

Une EEPROM est une mémoire programmable électriquement, un peu à la manière d'une UVPROM, mais également effaçable électriquement. Il n'y a donc plus de fenêtre et de source d'ultraviolet, la mémoire peut être reprogrammée à l'infini (à son usure près) sans bouger de son support.

Avant de parler effacement et programmation, liquidons le cas de la lecture. Une fois qu'une EEPROM est programmée, elle se comporte, en lecture, comme une ROM ordinaire. Des temps d'accès de 200 ns pouvant être atteints avec les produits les plus récents de chez Xicor.

Une EEPROM peut être effacée globalement comme c'était le cas pour une UVPROM mais, comme il n'y a plus de contrainte liée à l'exposition complète de la puce à un rayonnement lumineux, il est également possible d'effacer une EEPROM octet par octet. Pratiquement, une telle mémoire est donc programmable avec n'importe quelle donnée octet par octet au fur et à mesure des besoins de l'utilisateur.

Les premières EEPROM commercialisées, ou certains modèles encore distribués par certains fabricants, avaient besoin d'une tension de programmation de 21 volts, exactement comme les UVPROM. En outre, il fallait, pour les programmer, respecter certains chronogrammes particuliers qui nécessitaient soit de passer par un programmateur, soit de prévoir une logique spéciale sur la carte où elles étaient utilisées. Il est inutile de dire que cela ôtait beaucoup d'intérêt à ces composants dont la taille était en général très réduite.

Peu à peu sont arrivées sur le marché, chez Xicor d'abord, puis d'autres ont suivi, des EEPROM qui n'utilisaient que du 5 volts même en phase de programmation. Un convertisseur de tension intégré se charge alors de la fabrication de la « haute tension » nécessaire. C'était déjà une nette amélioration mais ce n'était pas tout. Ces mêmes mémoi-

res n'ont plus besoin qu'on leur applique des signaux particuliers pour les programmer. Il suffit d'écrire une donnée dans une telle EEPROM, exactement comme si on s'adressait à une RAM, et d'attendre au moins 10 ms avant d'écrire une autre donnée. La mémoire génère en interne tous les signaux nécessaires et s'autoprogramme avec la donnée écrite.

Cela permet de monter les EEPROM dans des supports prévus pour des RAM (d'autant que le brochage est compatible avec celui des RAM statiques organisées en mots de 8 bits) et de les programmer aussi souvent que nécessaire sans autre forme de procès.

Les deux boîtiers les plus répandus à l'heure actuelle sont la XC2816A de Xicor qui est une 2 K-mots de 8 bits et qui peut donc remplacer une UVPROM type 2716, ou la XC2864A qui est une 8 K-mots de 8 bits et qui peut donc remplacer une UVPROM type 2764. Les brochages de ces mémoires sont indiqués figure 1. Vous pouvez facilement vérifier qu'ils sont analogues à ceux des UVPROM de même taille, la ligne WE barre qui est la ligne d'écriture dans la mémoire prenant la place de VPP pour la 2816A et de PGM barre pour la 2864A. Ces choix sont logiques puisque ces pattes n'ont aucune raison d'être sur les EEPROM.

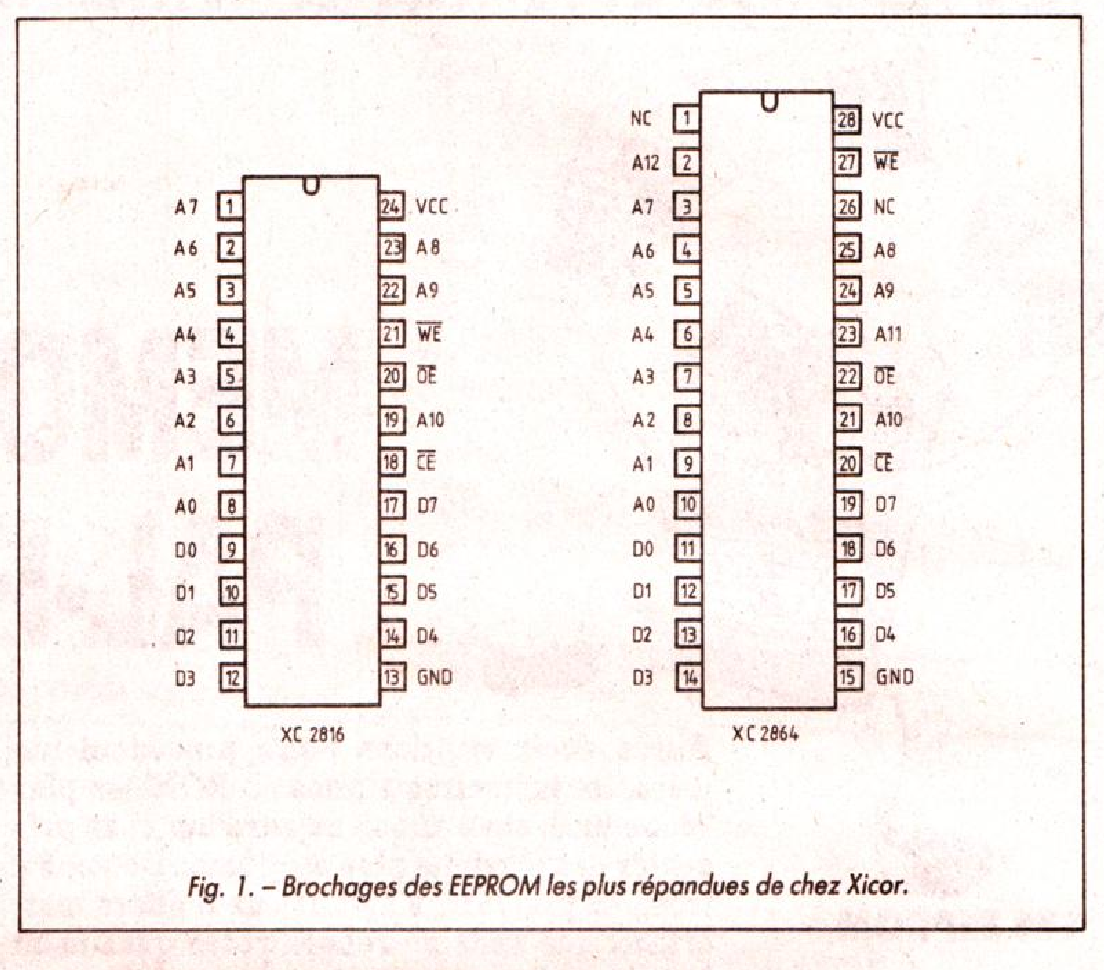



*Fig. 1. – Brochages des EEPROM les plus répandues de chez Xicor.*

Les EEPROM que nous venons de présenter sont à vocation micro-informatique vu leur organisation. Ce ne sont pas les seules EEPROM commercialisées, et il existe chez plusieurs fabricants des EEPROM de faible capacité à accès série. Ces mémoires comportent une ligne de données et une ligne d'horloge et tous les accès se font sous forme série. L'avantage est que l'on peut ainsi réaliser des boîtiers de toute petite taille (8 pattes très souvent) qui sont devenus indispensables dans les autoradios ou récepteurs TV à synthétiseurs de fréquence pour mémoriser les stations choisies, dans les magnétoscopes pour la même fonction ou pour mémoriser les programmations même en l'absence de secteur, ou encore dans les décodeurs Canal Plus pour mémoriser le code que vous frappez au clavier en début de mois.

## LES NOVRAM

Le terme NOVRAM, qui est d'ailleurs déposé par Xicor (encore eux !) est un acronyme pour Non Volatile RAM, ce qui signifie bien évidemment mémoire vive non volatile. Ces mémoires sont réalisées selon une technologie très complexe qui permet de placer sur la même puce un plan mémoire RAM strictement conforme à celui d'une RAM statique classique avec des temps d'accès de l'ordre de 300 ns et un plan mémoire EEPROM de même taille, mais auquel on ne peut accéder directement. Le synoptique interne d'une telle mémoire peut donc être représenté comme indiqué figure 2.

En fonctionnement normal, le circuit est une RAM et s'utilise donc comme tel sans aucune restriction. En revanche, il est possible à tout instant par action sur la patte STORE barre de copier le contenu de la RAM dans l'EEPROM. Le processus prend 10 ms mais est indépendant de toute génération de signaux externes et ne demande aucune tension particulière autre que les 5 volts qui alimentent normalement le boîtier.

Réciproquement, il est possible à tout instant, mais par action sur ARRAY RECALL barre, de recopier le contenu de l'EEPROM dans la RAM pour retrouver une configuration précédemment sauvegardée. Ce processus étant assimilable à un simple transfert mémoire, il est beaucoup plus rapide que l'opération inverse et ne dure que 1 µs.

En ce qui concerne l'endurance d'un tel boîtier, Xicor annonce une durée de rétention de l'information dans l'EEPROM au moins égale à 100 ans et garantit un minimum de 10 000 cycles de sauvegarde dans le sens RAM-EEPROM.

Compte tenu de la technologie complexe requise par ces boîtiers, leur capacité est encore limitée et la plus grosse mémoire NOVRAM disponible à l'heure actuelle est la X2004 qui est une 512 mots de 8 bits. Soucieux de prévoir l'avenir, le fabricant l'a logée dans un boîtier 28 pattes et lui a donné un brochage compatible avec celui des RAM statiques 2 K et 8 K-mots de 8 bits. La sortie de mémoires NOVRAM de taille plus importante n'est plus qu'une question de temps et d'amélioration de la technologie.

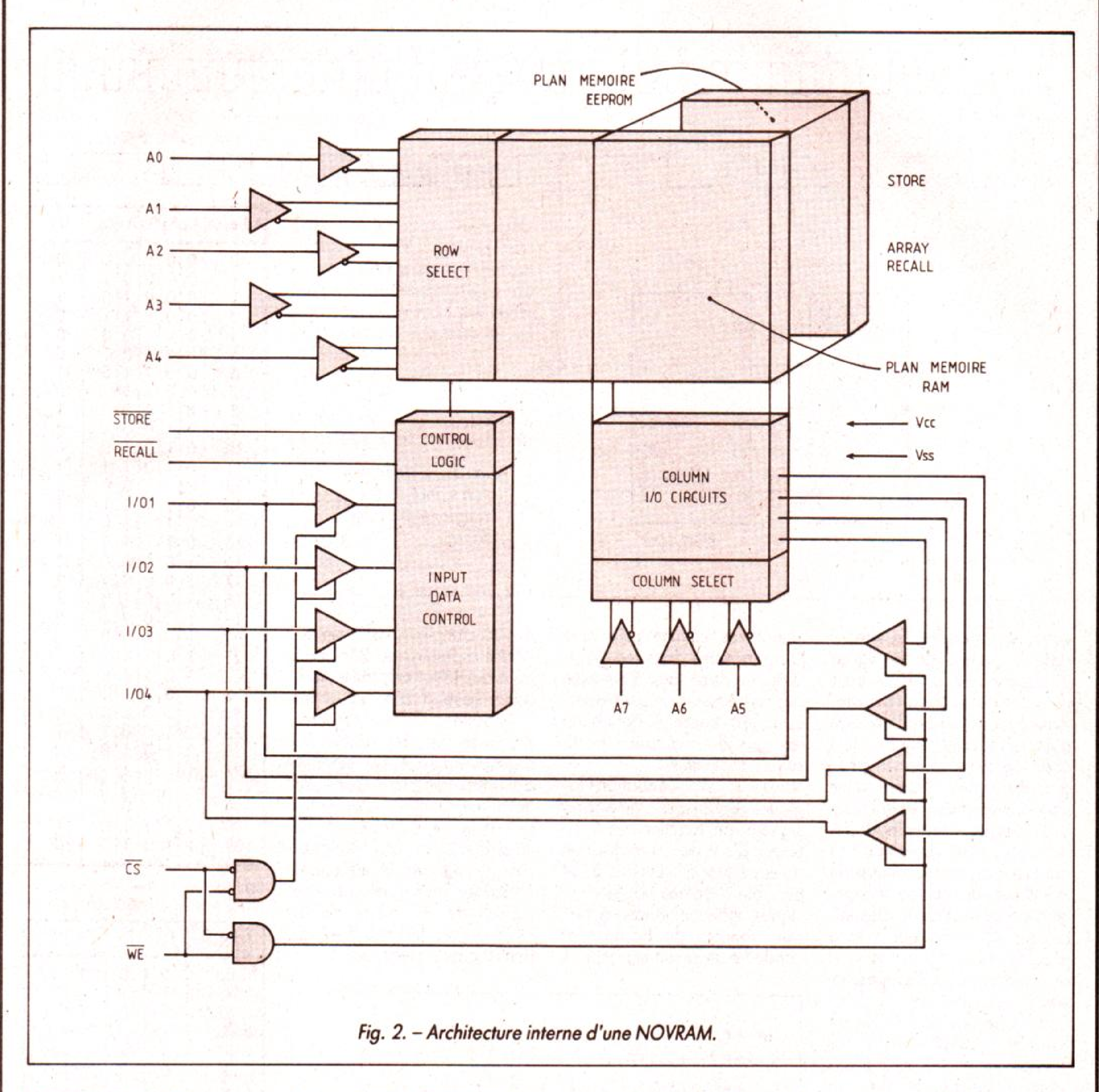



*Fig. 2. – Architecture interne d'une NOVRAM.*

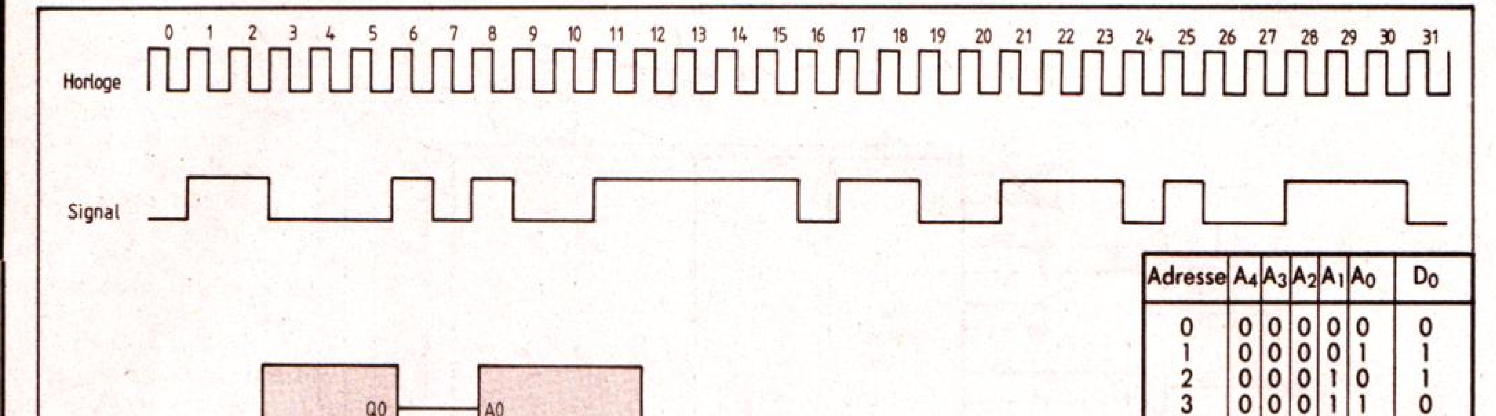
**Lorsque mémoire et circuit logique se confondent**

Jusqu'à maintenant nous n'avons parlé de mémoires que dans l'optique du stockage d'informations, et il faut bien reconnaître que c'est là une de leurs vocations premières. Les mémoires, et surtout les PROM bipolaires, ne servent cependant pas qu'à cela, et les utilisations parallèles que nous allons voir maintenant ont été à la base de la naissance des PAL ou réseaux logiques programmables que l'on ne peut plus se permettre d'ignorer en 1987.

Considérez un instant la figure 3 sur laquelle nous avons représenté un signal logique que nous avons besoin de générer pour une application particulière. Un exemple typique de besoin d'un tel signal est celui d'un programmateur de machine à laver ou de machine-outil par exemple. Ce signal est synchrone d'une horloge mais ne peut être obtenu à partir de cette dernière par de simples compteurs vu ses périodes irrégulières et inégales.

En logique classique, la seule solution envisageable est d'utiliser des compteurs, commandés par l'horloge, suivis de portes judicieusement agencées pour obtenir ce que nous voulons. Si vous avez envie de faire un bon exercice de logique, allez-y et envoyez-nous la réponse (avant début 1988 tout de même !).

Une vulgaire PROM bipolaire de 32 mots de 8 bits (1 seul bit suffirait mais cela n'existe pas en si petite taille) permet de résoudre ce problème en



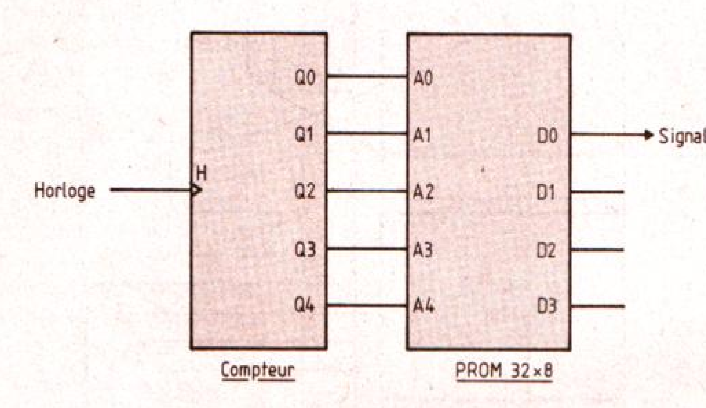




*Fig. 3. – Génération d'un signal de forme complexe avec une PROM.*

| Adresse | $A_4$ | $A_3$ | $A_2$ | $A_1$ | $A_0$ | $D_0$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 3 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 4 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 6 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 7 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 8 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 9 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 10 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 11 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 12 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 13 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 14 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 15 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 16 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 17 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 18 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 19 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 20 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 21 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 22 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 23 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 24 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 25 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 26 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 27 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 28 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 29 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 30 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 31 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |

Fig. 3B

quelques secondes. En effet, il suffit de commander les lignes d'adresses de la PROM avec un compteur binaire commandé lui-même par l'horloge pour générer le signal voulu sous réserve d'avoir programmé cette mémoire avec les données indiquées figure 3. A chaque coup d'horloge, le compteur avance et adresse une case mémoire de la PROM. Un niveau logique haut ou bas est donc disponible sur D0 selon que l'on a programmé un 1 ou un 0 à cette adresse. Facile, n'est-ce pas ?

Cette utilisation des PROM bipolaires est de plus en plus répandue en raison de son extrême simplicité de mise en œuvre. En outre, s'il est nécessaire de modifier la forme du signal généré, il suffit de changer la PROM pour y parvenir. En logique câblée, il faut casser tout le circuit (et donc refaire un nouveau circuit imprimé) pour y parvenir.

Une deuxième utilisation tout aussi classique des PROM bipolaires en tant que circuits logiques est celle de l'intégration d'équations logiques complexes comme celle que l'on rencontre dans les circuiteries de décodage d'adresse des systèmes à microprocesseurs. La figure 4 donne un exemple de réalisation particulièrement simple.

Nous y voyons 4 équations logiques conduisant à générer 4 signaux en fonction de 8 signaux d'entrée. La réalisation de ces équations est tout à fait possible avec des portes classiques, mais demande un certain nombre de boîtiers et conduit à un circuit imprimé au dessin complexe. Une simple PROM bipolaire de 256 mots de 4 bits (c'est une taille standard) résoud d'un coup les 4 équations si elle est programmée avec les valeurs indiquées figure 4. Les signaux d'entrées sont, ici encore, les adresses. Comme nous avons pris soin de programmer la mémoire avec des données correspondant aux équations à réaliser, on récupère sur les lignes de données de la PROM le résultat des 4 équations logiques désirées.

$S_0 = \bar{A}.\bar{B}.C.\bar{D}.\bar{E}.F.\bar{G}.H$

$S_1 = A.\bar{B}.\bar{C}.D.E.\bar{F}.G.H$

$S_2 = \bar{A}.\bar{B}.\bar{C}.\bar{D}.E.F.\bar{G}.\bar{H}$

$S_3 = A.\bar{B}.C.\bar{D}.\bar{E}.F.\bar{G}.H$

A B C D E F G H
A0 A1 A2 A3 A4 A5 A6 A7
D0 D1 D2 D3
S0 S1 S2 S3
PROM 256×4

*Fig. 4 Réalisation d'équations logiques avec une PROM.*

| Adresse | $D_0$ | $D_1$ | $D_2$ | $D_3$ |
|---|---|---|---|---|
| 00 à 2F | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 30 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 31 à A3 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| A4 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| A5 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| A6 à D8 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| D9 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| DA à FF | 0 | 0 | 0 | 0 |

Fig. 4 B

Cette façon de faire présente les même avantages que l'exemple précédent : facilité de réalisation, faible nombre de composants utiles, modifications éventuelles très simples à mener à bien.

## LES PAL

Le terme PAL signifie Programmable Array Logic, c'est-à-dire réseau logique programmable. Les circuits de ce type sont directement issus des utilisations particulières des PROM vues ci-avant, mais visent à en étendre le champ d'action. Pour ce faire, ils adoptent une structure différente qui leur permet de réaliser des fonctions logiques beaucoup plus variées.
Vu le grand intérêt des PAL et leur vulgarisation dans de très nombreux domaines logiques, nous allons nous étendre un peu sur le sujet mais, avant d'en arriver là et pour ceux d'entre vous qui sont pressés de savoir, précisons que ces circuits contiennent un certain nombre de fonctions logiques (portes ET et OU, inverseurs et même bascules) entre lesquelles il est possible de réaliser des connexions en fonction de vos besoins. Ces connexions sont programmées grâce à un programmateur analogue à ceux utilisés pour les PROM bipolaires, ce qui fait que lorsqu'un PAL est programmé, il le reste, définitivement, et sans possibilité de correction ultérieure. Cela devient donc un bloc logique qui réalise une fonction dont la complexité ne dépend que du PAL vierge initialement choisi et de votre aptitude à l'exploiter au mieux.
En première approximation, et bien que de tels chiffres soient très difficiles à donner, l'utilisation de PAL pour remplacer des boîtiers logiques conventionnels permet une réduction du nombre de boîtiers employés dans un rapport allant de 4 à 10. C'est pour cette raison que de plus en plus de cartes micro-informatiques font largement appel à ces composants.

## CONVENTIONS

Pour pouvoir bien vous présenter les PAL, il nous faut vous présenter un certain nombre de conventions de notation qui nous seront indispensables dans la suite de cet exposé.
Comme vous pouvez le voir sur la figure 5, un PAL peut contenir deux types de circuits selon que c'est un réseau de AND programmables ou de OR programmables. Les fusibles visibles sur ces figures sont ceux que vous ferez sauter lors de la programmation du PAL pour ne laisser subsister que les connexions qui vous intéressent. Comme cette représentation est assez lourde (surtout que certains PAL contiennent plusieurs dizaines d'exemplaires de ces structures), la notation de la figure 6 est universellement adoptée. Lors de la représentation de la programmation du PAL, des points sont placés aux intersections des lignes qui restent en contact ou, si vous préférez, au niveau des fusibles que l'on ne fait pas sauter.

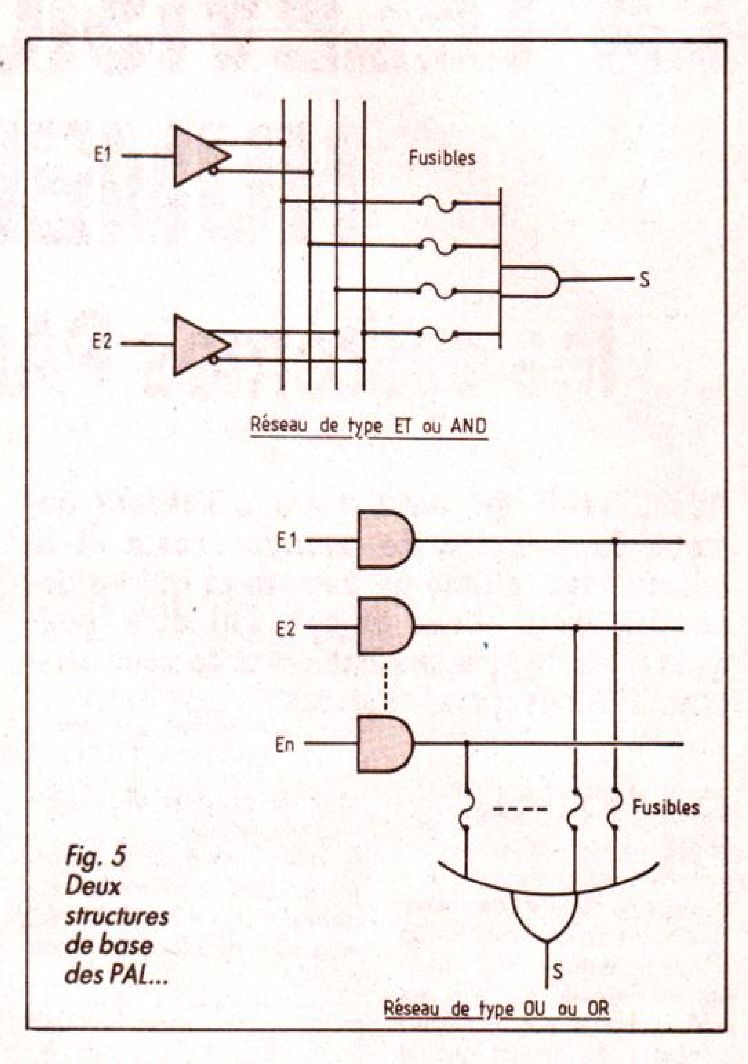



*Fig. 5 Deux structures de base des PAL...*

## CONCLUSION

Nous en resterons là pour aujourd'hui car la minceur de ce numéro estival ne nous permet pas de vous en dire plus. Nous vous souhaitons donc de bonnes vacances et vous donnons rendez-vous en septembre pour tout savoir sur les PAL.

**C. TAVERNIER**

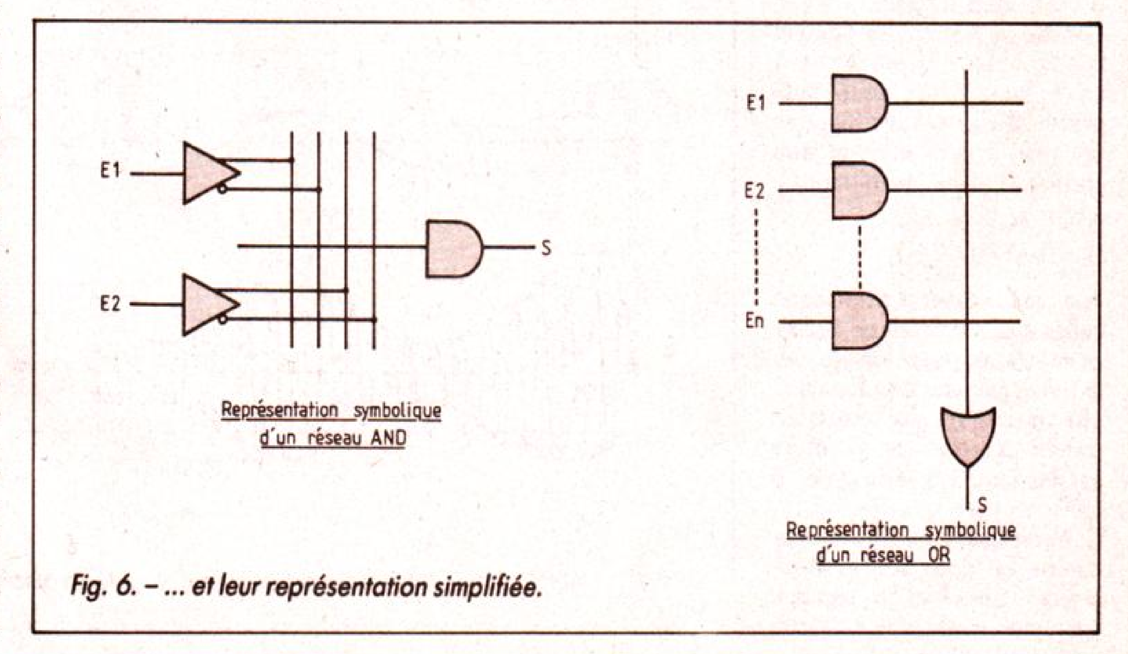



*Fig. 6. – ... et leur représentation simplifiée.*

# LA TELEVISION COULEUR NUMERIQUE

## les systèmes PAL, les décodeurs

**Après avoir vu, dans notre précédent numéro, le principe de codage Secam et le schéma synoptique de l'émetteur qui en découlait, nous allons aujourd'hui dire quelques mots du système Pal avant de nous attacher à l'étude des récepteurs.**

### LE SYSTEME PAL

Le système Pal, de l'américain Phase Alternated Line, est un dérivé du système NTSC original mis au point en 1948 aux USA. Il repose sur les mêmes principes de départ que le système Secam, ce qui explique que l'on puisse faire assez facilement des téléviseurs bi-standard, mais diffère principalement dans la méthode de transmission des informations de chrominance.

Comme en Secam, les signaux Er – Ey et Eb – Ey modulent, à un coefficient près, deux sous-porteuses. Ces deux signaux ont pour nom Eu et Ev et sont caractérisés par les relations :

$$Eu = 0{,}493\,(Eb - Ey)$$
$$Ev = 0{,}877\,(Er - Ey)$$

Pour les mêmes raisons que celles mises à profit en Secam et reposant, rappelons-le, sur le faible pouvoir de résolution chromatique de l'œil, la bande passante de Eu et Ev est limitée à 1,5 MHz grâce à un filtre passe-bas.

Contrairement au Secam par contre, les deux sous-porteuses qui véhiculent ces signaux sont modulées en amplitude selon le procédé dit à porteuse supprimée.

En outre, ces deux sous-porteuses sont à la même fréquence (4,443618,75 Hz) mais sont décalées en phase de 90°.

Le procédé de modulation d'amplitude à porteuse supprimée n'étant pas très connu, hormis chez nos amis radioamateurs, rappelons brièvement son principe en utilisant la figure 1 pour nous aider. En modulation d'amplitude classique, la porteuse voit son amplitude varier entre une valeur maximale atteinte lorsque le signal modulant est au plus fort et une valeur minimale lorsqu'il est au plus faible. Hors la présence de tout signal modulant ou quand celui-ci est d'amplitude nulle, elle adopte une valeur de repos dont l'amplitude est comprise entre les deux extrêmes évoqués ci-avant. Même sans faire appel à des démonstrations mathématiques qui, d'ailleurs, nous conduiraient beaucoup trop loin, vous sentez bien intuitivement que cette porteuse « au repos » ne sert à rien puisqu'il n'y a aucun signal modulant à véhiculer. Il est donc possible de la supprimer, et c'est ce qui est fait dans le procédé de modulation utilisé ici. Cela se réalise très simplement en ajou-

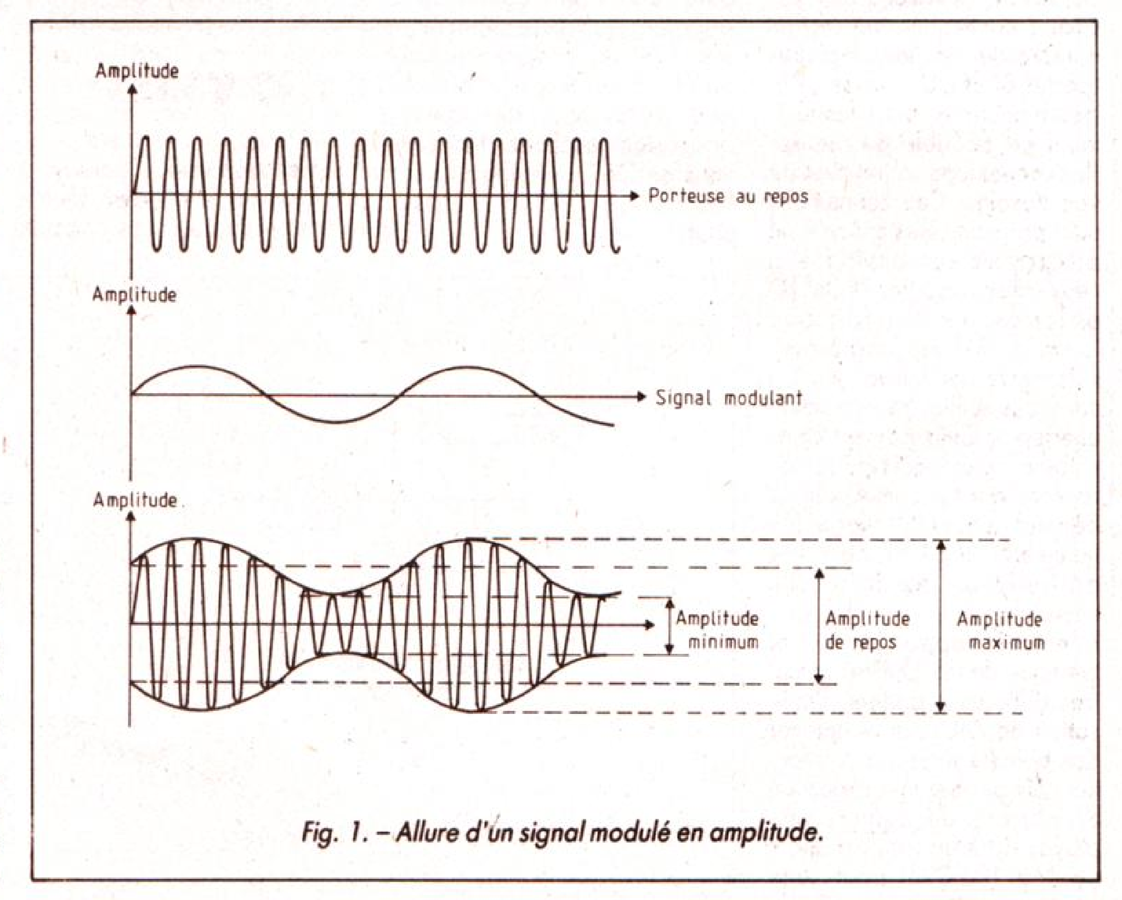



*Fig. 1. – Allure d'un signal modulé en amplitude.*

tant au signal modulé une porteuse à la même fréquence et d'amplitude égale à celle de repos, mais de phase opposée.
En pratique, dans le système Pal, nous sommes en présence simultanément de deux sous-porteuses (à porteuse supprimée bien sûr) décalées en phase de 90°, modulées par les signaux Eu et Ev. Comme en Secam, il ne faut pas que ce signal interfère avec le signal de luminance ou, plus exactement, il faut qu'il interfère le moins possible. La valeur choisie (4,44361875 MHz) est telle que le spectre du signal de chrominance s'entrelace au mieux avec celui des fréquences ligne et trame, réduisant ainsi la gêne causée aux récepteurs monochromes au minimum.
Le fait que les signaux Eu et Ev modulent deux sous-porteuses déphasées de 90° permet, à la réception, de mesurer avec précision l'amplitude de chacun d'entre eux, pour peu que l'on sache quand l'autre s'annule et vice versa. Un système d'identification et de reconstitution de sous-porteuse est donc nécessaire pour que le récepteur puisse s'y retrouver.
En outre, la phase de la sous-porteuse modulée par le signal Ev est inversée à chaque ligne ; il faut donc, là encore, donner au récepteur un moyen de s'y retrouver. Pour ce faire, on utilise, comme en Secam, des salves d'identification qui sont transmises sur chaque palier de suppression ligne, comme indiqué figure 2. Ces salves sont constituées par dix périodes à la fréquence de la sous-porteuse, et la phase de ce signal change à chaque ligne, en relation avec celle du signal modulé par Ev.

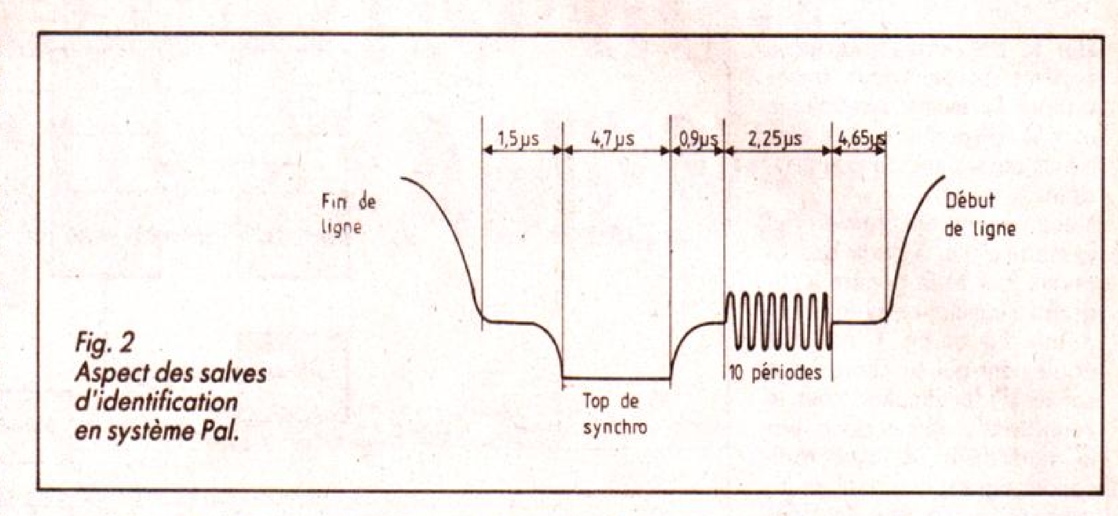


*Fig. 2 Aspect des salves d'identification en système Pal.*

## UN CODEUR PAL

La figure 3 présente le synoptique simplifié d'un codeur Pal, directement issu des explications qui précèdent. Pour faci-

Er
Eb
Ev
Matrice
Ey
Eu
Ev
Ligne à retard
Filtre passe bas
Filtre passe bas
Modulateur à porteuse supprimée
Modulateur à porteuse supprimée
Déphaseur 180°
Déphaseur 90°
Oscillateur à 4,43361 MHz
Générateur de synchro
Mélangeur
Vers émetteur
Salves d'identification

*Fig. 3. – Synoptique complet d'un émetteur Pal.*

liter la comparaison avec le système Secam, nous avons adopté la même symbolique et une disposition des éléments aussi similaire que possible.

Nous voyons en premier lieu la matrice qui, à partir des signaux R, V et B, génère le signal de luminance Ey et les signaux Eu et Ev. C'est elle également qui se charge des salves d'identification sous le contrôle d'un circuit piloté par le générateur des synchronisations lignes. Le signal de luminance passe ensuite dans une ligne à retard destinée à compenser « le temps perdu » par le signal de chrominance en raison des traitements qu'il subit, et à présenter ainsi des signaux luminance et chrominance en phase au mélangeur final.

Les signaux Eu et Ev passent quant à eux dans des filtres passe-bas à 1,5 MHz afin de réduire leur spectre. Ils sont ensuite appliqués à deux modulateurs d'amplitude à porteuse supprimée.

Cette dernière est directement issue d'un oscillateur à 4,43361 MHz pour le signal Eu, tandis qu'elle passe par un déphaseur à 90° avant d'atteindre le modulateur du signal Ev. Le signal Eu attaque ensuite le mélangeur final, tandis qu'Ev passe ou non par un inverseur de phase grâce à un commutateur électronique commandé par le circuit générateur des signaux de synchronisation.

Comme vous pouvez en juger à l'examen de ce synoptique, un codeur Pal est, en première approximation, aussi complexe qu'un codeur Secam. Nous allons voir qu'il en est hélas ! de même ou presque pour les récepteurs.

## PRINCIPE DE DECODAGE SECAM

Nous nous intéressons depuis déjà quelque temps à la manière de coder les signaux à émettre, et nous prétendons que ceux-ci véhiculent toutes les informations nécessaires pour pouvoir être décodés sans erreur. Nous allons maintenant vérifier que c'est bien le cas et voir quels sont les constituants fondamentaux d'un décodeur. Comme pour l'émission, nous traitons le Secam en premier (à tout seigneur tout honneur) ; nous verrons le Pal ensuite.

Afin d'étudier le synoptique d'un décodeur Secam dans les meilleures conditions possibles, nous vous le proposons en version complète figure 4, et nous allons analyser le rôle de chaque sous-ensemble en nous référant au traitement subi par le signal lors du codage.

Nous trouvons tout d'abord un circuit cloche dont le rôle est de contrebalancer celui du circuit anti-cloche utilisé à l'émission. Après un ampli limiteur, le signal est prélevé pour être appliqué à un permutateur dont l'autre entrée reçoit ce même signal, après passage dans une ligne à retard de durée égale à celle d'une ligne de balayage, soit 64 µs. Ce permutateur n'est autre qu'un commutateur électronique commandé par une bascule, elle-même déclenchée par les salves d'identification extraites du signal reçu. De la sorte, on récupère en sortie de ce dernier les signaux modulés Er – Ey et Eb – Ey en synchronisme avec ceux envoyés par l'émetteur.

Les deux sorties du permutateur attaquent chacune un discriminateur puisque, en Secam, les sous-porteuses chrominance sont modulées en fréquence. Chaque discriminateur est suivi d'un circuit de désaccentuation qui compense la préaccentuation qu'a subie le signal à l'émission (voir notre précédent article si nécessaire). En sortie de chaque voie, on dispose alors des deux signaux de chrominance Er – Ey et Eb – Ey. L'essentiel du travail de décodage est terminé puisqu'il suffit maintenant d'un « vulgaire » dématriçage pour extraire les trois composantes de couleur.

Ce schéma constitue un décodeur Secam fonctionnel, mais il est nécessaire de lui adjoindre encore un sous-ensemble, appelé le portier, et dont le rôle consiste à bloquer la chaîne de démodulation chrominance en présence d'un signal monochrome ou d'un signal non codé en Secam. Ceci permet à un récepteur couleur Secam de recevoir correctement, mais en noir et blanc bien sûr, une émission non codée en Secam (noir et blanc ou autre standard) sans perturbation.

Nous n'approfondirons pas plus ce synoptique pour l'instant, car notre but n'est pas de vous amener au schéma complet d'un récepteur de télévision en couleur. Nous tenons cependant à vous faire remarquer que certains sous-ensembles de notre synoptique sont particulièrement délicats à réaliser, ce qui justifie l'impression de complexité que l'on éprouve habituellement à l'examen d'un schéma réel, encore que l'intégration de plus en plus poussée de certaines fonctions conduise à une simplification apparente. Ne vous y trompez pas, cela ne signifie pas que l'on sait décoder du Secam ou du Pal plus simplement que par les méthodes présentées, mais tout simplement que la complexité est reportée dans les circuits intégrés utilisés.


*Fig. 4. – Synoptique d'un décodeur Secam.*

## CONCLUSION

Nous verrons le mois prochain le synoptique d'un décodeur Pal et nous commencerons ensuite à parler de numérique...

**C. TAVERNIER**

# L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

## ENONCE

**Un réseau linéaire comporte quatre générateurs idéaux de tension (dont deux sont identiques) et six résistors (de deux types R et r) disposés comme sur la figure 1.**
**La quatrième question est indépendante des précédentes.**

**1° Donner en fonction de e et R l'expression de l'intensité du courant qui circule dans la branche CB : $i_{CB} = i$.**

**2° Exprimer les intensités des courants $i_{CA}$, $i_{BD}$, $i_{AB}$ en fonction de $i_1$, $i_2$, $i_3$, e et R.**

**3° En appliquant la seconde loi de Kirchhoff aux mailles ABDA, ADCA, ABCA, déterminer les intensités des courants $i_1$, $i_2$, $i_3$ en fonction de R, r, $e_1$, $e_2$ et e.**

**4° Trouver par application du théorème de Thévenin l'expression en fonction de R, r, $e_1$ et $e_2$ de l'intensité $i_3$ du courant qui circule dans AD.**

**(Problème proposé par P. Mory)**

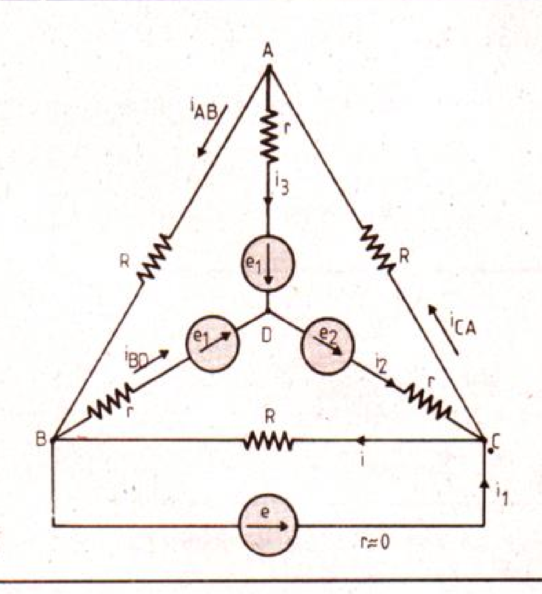



*Fig. 1*

## SOLUTION

1° La résistance interne du générateur e étant négligeable, le calcul est immédiat :

$i_{eB} = i = \frac{e}{R}$ $\boxed{i = \frac{e}{R}}$

2° Nœud C $i_{CA} = i_1 + i_2 - i = i_1 + i_2 - \frac{e}{R}$

Nœud D $i_{BD} = i_2 - i_3$

Nœud B $i_{AB} = i_1 + i_{BD} - i = i_1 + i_2 - i_3 - \frac{e}{R}$

$$\boxed{\begin{aligned} i_{CA} &= i_1 + i_2 - \frac{e}{R} \\ i_{BD} &= i_2 - i_3 \\ i_{AB} &= i_1 + i_2 - i_3 - \frac{e}{R} \end{aligned}}$$

3° Maille ABDA $Ri_{AB} + ri_{BD} - e_1 + e_1 - ri_3 = 0$

$R(i_1 + i_2 - i_3 - \frac{e}{R}) + r(i_2 - i_3) - ri_3 = 0$

$Ri_1 + (R + r)i_2 - (R + 2r)i_3 = e$

Maille ADCA $ri_3 - e_1 - e_2 + ri_2 + Ri_{CA} = 0$

$ri_3 - e_1 - e_2 + ri_2 + Ri_1 + Ri_2 - e = 0$

$Ri_1 + (R + r)i_2 + ri_3 = e$

Maille ABCA $Ri_{AB} - Ri + Ri_{CA} = 0$

$Ri_1 + Ri_2 - Ri_3 - e - Ri + Ri_1 + Ri_2 - e = 0$

$2Ri_1 + 2Ri_2 - Ri_3 = 2e + Ri = 3e$

$Ri_1 + (R + r)i_2 - (R + 2r)i_3 = e$ (1)

$Ri_1 + (R + r)i_2 + ri_3 = e + e_1 + e_2$ (2)

$2Ri_1 + 2Ri_2 - Ri_3 = 3e$ (3)

$(2) - (1) \Rightarrow (r + R + 2r)i_3 = e_1 + e_2$ $i_3 = \frac{e_1 + e_2}{R + 3r}$

$(3) - 2 \times (1) \Rightarrow$

$2Ri_1 + 2Ri_2 - Ri_3 - 2Ri_1 - 2(R + r)i_2 + 2(R + 2r)i_3 = e$

$-2ri_2 + (R + 4r)i_3 = e$

$$-2ri_2 + (e_1+e_2)\frac{R+4r}{R+3r} = e$$

$$i_2 = \frac{(e_1+e_2)\frac{R+4r}{R+3r} - e}{2r} = \frac{(e_1+e_2)(R+4r) - e(R+3r)}{2r(R+3r)}$$

$(3) \Longrightarrow 2Ri_1 = 3e - 2Ri_2 + Ri_3 = 3e - R(2i_2 - i_3)$

$$2i_2 + i_3 = \frac{2(e_1+e_2)(R+4r) - 2e(R+3r) - 2r(e_1+e_2)}{2r(R+3r)}$$

$$2i_2 + i_3 = \frac{(e_1+e_2)(R+4r-r) - e(R+3r)}{r(R+3r)} = \frac{e_1+e_2-e}{r}$$

$$2Ri_1 = 3e - R(2i_2 - i_3) = \frac{3er - R(e_1+e_2) + Re}{r}$$

$$= \frac{e(R+3r) - R(e_1+e_2)}{r}$$

$$i_1 = \frac{e(R+3r) - R(e_1+e_2)}{2Rr}$$

$$i_1 = \frac{(R+3r)e - R(e_1+e_2)}{2Rr}$$

$$i_2 = \frac{(R+4r)(e_1+e_2) - (R+3r)e}{2r(R+3r)}$$

$$i_3 = \frac{e_1+e_2}{R+3r}$$

4° En circuit ouvert, il circule un courant $j_{AB}$ dans CAB et $j_{BD}$ dans BDC, j dans BeC et $j_{BC}$ dans BC (fig. 2)
Ces caractéristiques du générateur de Thévenin équivalent (fig. 3) se calculent aisément.

$e_{Th} = (u_{AD})_o = Rj_{AB} + rj_{BD} - e_1 = -Rj_{AB} - rj_{BD} + e_2$

$\rho_{Th} = (R'_{eq})_{TSE} = r//r + R//R$ (fig. 4)

(TSE : abréviation de « toutes sources éteintes »).

$$\rho_{Th} = \frac{R+r}{2}$$

Il est commode de faire la somme des deux expressions obtenues ci-dessus pour $e_{Th}$ :

$2e_{Th} = e_2 - e_1$, d'où $e_{Th} = \frac{e_2 - e_1}{2}$

Le courant dans la branche AD se calcule alors rapidement :

$$i_{AD} = i_3 = \frac{e_{Th} + e_1}{\rho_{Th} + r} = \frac{\frac{e_2-e_1}{2} + e_1}{\frac{R+r}{2} + r} = \frac{e_1+e_2}{R+3r}$$

$$e_{Th} = \frac{e_2-e_1}{2} \qquad \rho_{Th} = \frac{R+r}{2} \qquad i_3 = \frac{e_1+e_2}{R+3r}$$

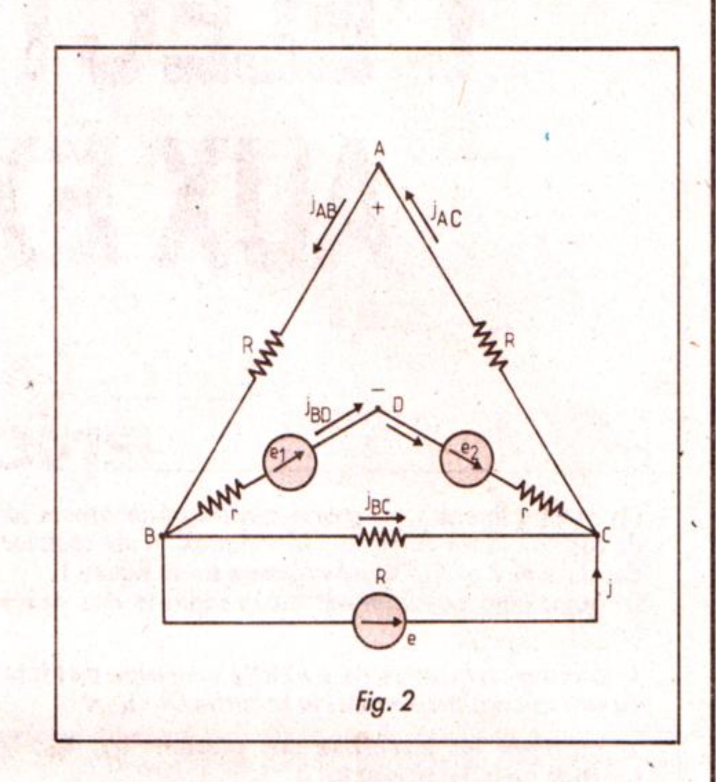


Fig. 2

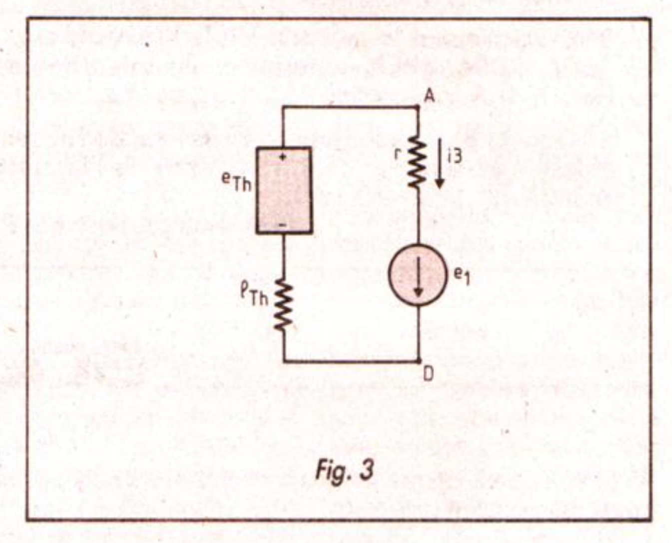


Fig. 3

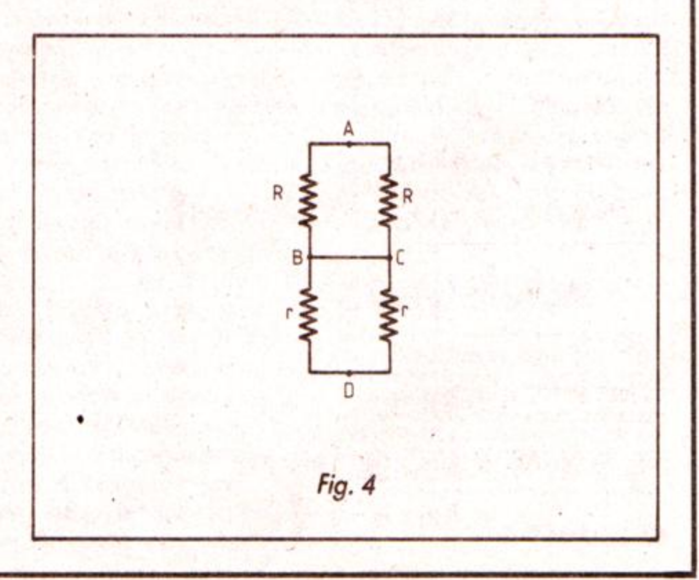


Fig. 4

# CELLULES PHOTORESISTANTES : EQUIVALENCES MADE IN FRANCE

RTC ayant cessé ses activités dans la commercialisation de photorésistances, le fabricant français Ségor Optoélectronique propose des équivalences entre les modèles qu'il réalise et ceux qui étaient proposés par RTC/Philips. Bien sûr, on trouvera encore des cellules RTC sur le marché (comme les LDR 07 bien connues), mais seulement jusqu'à épuisement des stocks.

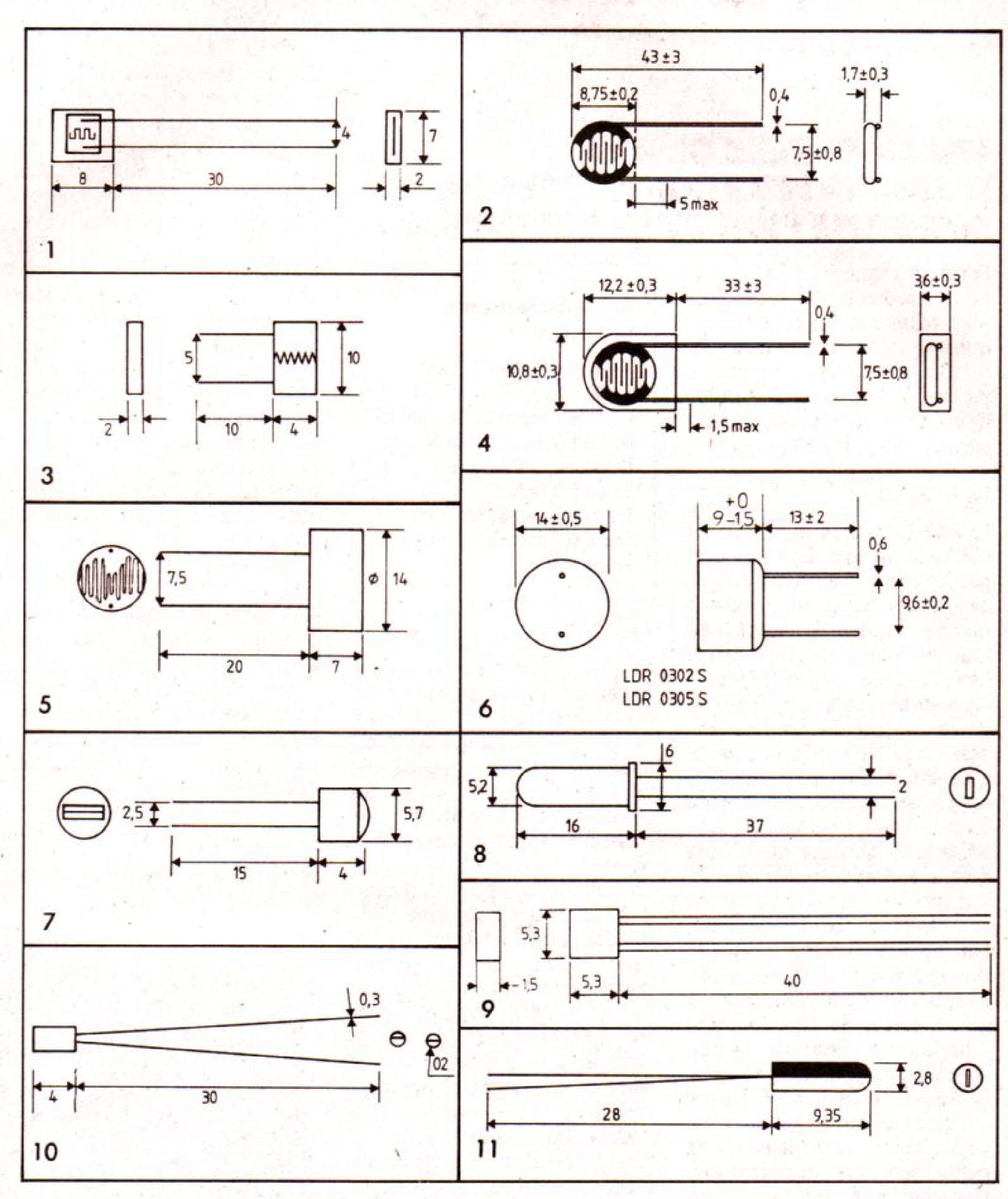
Les équivalences proposées par Ségor permettent de remplacer électriquement les modèles RTC/Philips, avec des dimensions souvent inférieures et un écart entre fils différent.

A noter : une équivalence entre une photodiode au germanium et une cellule, attention, cette équivalence n'est pas valable dans tous les cas, notamment dans des applications relativement rapides où le temps de réponse asymétrique de la cellule photorésistance ne peut convenir.

Par ailleurs, Ségor Optoélectronique propose un choix très vaste de photorésistances adaptables à toutes les fonctions, et même si vous avez des desiderata particuliers, cette firme a la souplesse nécessaire pour étudier des versions spéciales.

Ségor Optoélectronique dispose également de tableaux d'équivalence entre les cellules et photocoupleurs concurrents.

Ségor Optoélectronique, B.P. 31, 94241 L'Hay-les-Roses Cedex. Tél. : (1) 46.86.14.71.




| PHOTORESISTANCES | | | SEGOR | | EQUIVALENCES | | R.T.C |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Appellation commerciale | Figure | Résistance d'obscurité $R_D$ min. à Va = 100 V | Résistance à 50 lux/2 854 K $R_L$ (kΩ) à Va = 30 V | Appellation commerciale | Figure | Résistance d'obscurité $R_D$ min. à Va = 100 V | Résistance à 50 lux/2 854 °K $R_L$ (kΩ) à Va = 30 V |
| RPS 5 C S 5 PF | 1 | 10 MΩ | 6 kΩ | LDR 05 | 2 | 10 MΩ | 8 kΩ |
| RPS 5 C | 3 | 10 MΩ | 6 kΩ | LDR 07 | 4 | 10 MΩ | 8 kΩ |
| 112 M 3 | 5 | 10 MΩ | 4 kΩ | LDR 0302 S | 6 | 10 MΩ | 5 kΩ |
| 112 M 2 | 5 | 1 MΩ | 2 kΩ | LDR 0305 S | 6 | 1 MΩ | 2,5 kΩ |
| RPX 10 B | 7 | 10 MΩ | 50 kΩ | ORP 60 | 8 | 10 MΩ | 60 kΩ |
| RPS 5 C S1 PF | 3 | 1 MΩ | 1 kΩ | RPY 58 | 9 | 0,1 MΩ | 1 kΩ |
| 1114 E 1 | 10 | 10 MΩ | 80 kΩ | OAP 12 | 11 | 10 MΩ | 2 MΩ |




## UNE NOUVELLE GAMME D'ENCEINTES ACOUSTIQUES DE SONORISATION CHEZ CELESTION

Forte puissance, haute définition sonore et format ultra-compact, telles sont les caractéristiques de la nouvelle gamme SR de Celestion mise au point à partir des technologies les plus modernes : interférométrie laser assistée par ordinateur.

### La « SR 1 »

La « SR 1 » représente l'élément clé de la gamme. Elle est équipée d'un nouveau haut-parleur capable de reproduire toute la gamme audible et exempt de tout résonance néfaste même aux plus hauts niveaux sonores.
Ce haut-parleur est équipé d'un dôme radiant de forme hémisphérique et extrêmement rigide qui permet de supprimer toutes les vibrations de flexion ou de torsion. Ce dôme est solidaire d'un support de bobine mobile en Kapton, celle-ci étant constituée d'un enroulement sur chant de 16 mm de long, afin d'obtenir à la fois rigidité et rendement. Cette structure unifiée bobine/dôme constitue la partie axiale de la membrane d'un haut-parleur de 20 cm, cœur du système « SR 1 ».
Chaque élément « SR 1 » se compose de deux haut-parleurs « spécial SR » accordés dans un baffle, constitué de polypropylènes renforcés moulés par injection, capable de résister sans dommage aux agressions des manutentions multiples.
Conçue pour apporter une haute qualité musicale dans les installations fixes, les sonorisations itinérantes ou bien encore en tant que « monitor », la « SR 1 » est complétée par une large gamme d'accessoires de montage pour son installation immédiate dans la plupart des configurations existantes, voire en satellite pour améliorer une installation existante.

**Caractéristiques techniques**

Volume interne : 32 litres
Impédance : 8 Ω
Puissance nominale : 500 W
Sensibilité : 97 dB/1 W/1 m
Réponse en fréquence : 50 Hz à 20 kHz
Dimensions : 302 × 552 × 460 mm (h × l × p)
Poids : 19 kg.

### La « SR 2 »

La « SR 2 » complète la « SR 1 ». Enceinte de sous-graves à cavités de couplage, qui, associée à la « SR 1 », constitue un puissant système bi-amplifiable pour de plus larges audiences quand des niveaux de pression sonore plus élevés doivent être obtenus.
La « SR 2 » fait appel à un haut-parleur de 46 cm capable d'encaisser jusqu'à 1 000 watts ; elle est présentée dans un coffret compact à double cavité accordée de façon à constituer un filtre passe-bande naturel.
Comme la « SR 1 », son coffret est fait d'un matériau hautement résistant, comportant des ouvertures inaccessibles, ce qui rend très difficile l'introduction d'objets étrangers à l'intérieur de l'élément.

**Caractéristiques techniques**

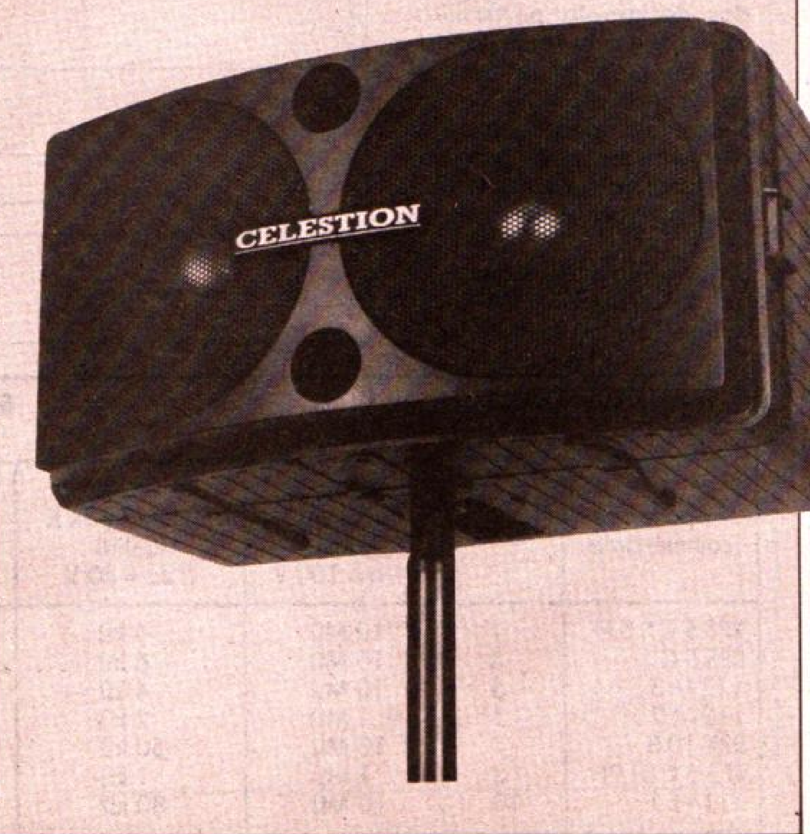
Impédance : 8 Ω
Puissance nominale : 1 000 W
Sensibilité : 98 dB/1 W/1 m
Réponse en fréquence : 40 à 150 Hz (avec SRC 1")
Dimensions : 714 × 600 × 510 mm (h × l × p)
Poids : 49 kg.

### Le « SCR 1 »

Le « SRC 1 », processeur de contrôle électronique, est le véritable cerveau du système SR : ce n'est pas seulement un égaliseur mais surtout un dispositif de protection qui rend la « SR 1 » pratiquement indestructible d'un point de vue thermique, électrique et mécanique.
Le « SRC 1 » comporte à la fois une protection contre les surcharges électroniques, une protection contre les surcharges mécaniques (fréquences basses) et une protection à trois niveaux contre les surcharges thermiques.
Le signal d'attaque en provenance de la table de mixage ainsi que celui sortant de l'amplificateur de puissance transitent par le « SRC 1 », ce qui est la garantie d'une protection totale.
Ce processeur analyse la composante des signaux appliqués au système. En cas de surcharge thermique présentant un danger pour la fiabilité du système, il réduira de 2 dB en vous signalant l'anomalie par une diode verte. Puis, si vous persistez à pousser la puissance, une seconde atténuation de 4 dB protègera votre installation.
Enfin, si votre désir de surcharge tourne à l'obsession, – 20 dB mettront le système en attente d'un refroidissement des bobines.

**Caractéristiques techniques**

Tension d'alimentation : 100/120 ou 220/240 V
Connecteurs : XLR mâle 3B (entrée ligne), XLR femelle 3B (sortie ligne), sortie ampli bornes + serrage et haut-parleurs
Poids : 4,4 kg
Fonctions
1° égaliseur pour « SR 1 »
2° filtre actif à 150 Hz (mode « SR 1 » et « SR 2 »)
3° protection active des haut-parleurs contre les surcharges mécaniques aux basses fréquences et thermiques sur toute la bande reproduite
Présentation : RACK 19 pouces (1u) avec schémas de branchement imprimés sur la face supérieure.



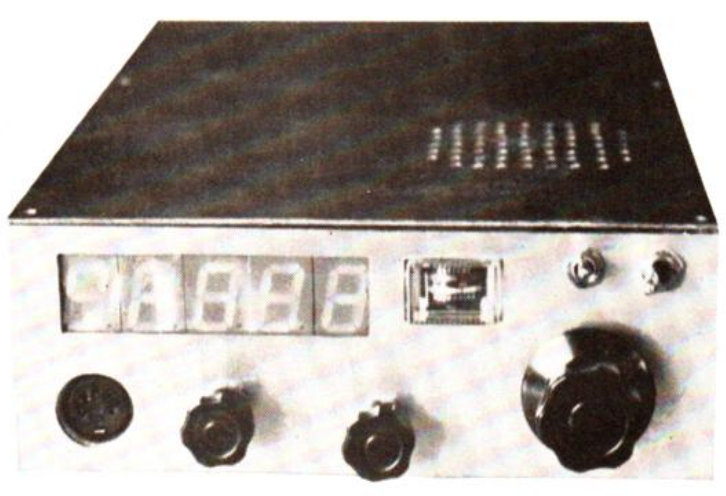
# CONSTRUISEZ VOTRE TRANSCEIVER BLU

## section amplificateur émission

**Au total trois circuits intégrés vont nous suffire pour générer un signal BLU. Cela nous permettra de rester dans les limites de quelques petits centimètres carrés sur le circuit imprimé. Le microphone ne délivrant que des signaux BF de faible amplitude, nous allons les amplifier par l'intermédiaire d'un ampli opérationnel LM741. Le niveau est fixé une fois pour toutes avec un type de micro donné, par l'intermédiaire d'un potentiomètre ajustable de 1 MΩ. Il n'est pas accessible en face avant du transceiver. Un pont diviseur porte à 3 V la tension sur la broche 3. La basse fréquence amplifiée linéairement parvient au mélangeur SL641. C'est le même que celui utilisé pour la démodulation en réception. L'oscillateur de porteuse également parvient en broche 3. Le signal DSB est ensuite amplifié par un SL610. Ce dernier est assez différent du SL612 car il n'a qu'un gain en tension de 20 pour une bande passante de 140 MHz (au lieu de 40 dB pour 15 MHz maximum).**

**La tension d'alimentation est également fixée à 6 V par un régulateur 78L06. Rappelons au passage que les circuits Plessey de la série SL600 ont une tension de fonctionnement qui ne doit pas dépasser 9 V, pour ceux que nous utilisons dans notre montage, la tension de 12 V faisant partie des « absolute maximum rating : caractéristique maximale absolue ». Ne tuez donc pas vos circuits intégrés par overdose malencontreuse... !**

### AMPLIFICATEUR LINEAIRE DE PUISSANCE



Son schéma vous apparaîtra très classique. Trois transistors en cascade, quelques circuits accordés... Nous avons cependant passé un certain temps à sa mise au point afin de concilier pureté de signal en sortie, gain en puissance et surtout stabilité !

Nous ne reviendrons pas sur les circuits d'accord, ce sont des FI 10,7 MHz modifiées. Ce n'était pas le cas sur notre première maquette, et il nous a fallu bien évidemment bobiner les selfs avec leur secondaire, tout un travail... C'est maintenant résolu avec simplicité puisqu'ils existent tout faits dans le commerce de détail pour un prix très modique et sans problème d'approvisionnement.

Afin d'obtenir au moins 2 W HF en sortie du transistor final, trois transistors se sont avérés nécessaires. Nous ne produisons en effet que quelques microwatts en sortie du MD108. Malheureusement (?), sur décamétrique, le gain des transistors est assez considérable pour ceux qui sont habitués aux VHF ou aux UHF, et ils se transforment rapidement d'amplificateurs en oscillateurs, sans crier gare. On aura donc intérêt à utiliser les transistors que nous préconisons, très courants, malgré l'existence de produits plus performants (2N3866 par exemple). De même, on aura remarqué que, pour les raisons de stabilité invoquées plus haut, les résistances d'émetteur ne sont pas découplées.

Le 2N2369 possède une résistance de 33 Ω dans son collecteur. Le 2N1711 a deux résistances 12 Ω et une contre-réaction opérée par le couple 2,2 kΩ/100 pF. L'ensemble est ainsi parfaitement stable, même après un fonctionnement en émission relativement long et l'élévation en température du transistor final BLY92A. Ce dernier est re-

froidi par un bloc d'aluminium sous le circuit imprimé et relié au boîtier par deux vis Parker. Le 2N1711 possède également un petit radiateur cylindrique isolé de la masse.
Le circuit d'accord de l'étage final est un tore de marque Amidon T50. Il est constitué de 10 tours de fil double émaillé, torsadé (∅ 8/10 mm). Le réglage en fréquence s'effectue par une capacité ARCO 425. Environ 2 W HF sont disponibles en sortie. Cette puissance n'est évidemment pas importante, eu égard à celles qui sont habituellement pratiquées sur décamétriques. Dans les dimensions restreintes de l'appareil que nous avons conçu, il n'était guère possible ni souhaitable d'aller plus loin, autant pour des raisons d'incompatibilité d'isolement HF entre exciteur BLU et PA (Power Amplifier) final que de consommation. Les découplages, nombreux, de la ligne d'alimentation sont indispensables, afin d'éviter tout accrochage HF.

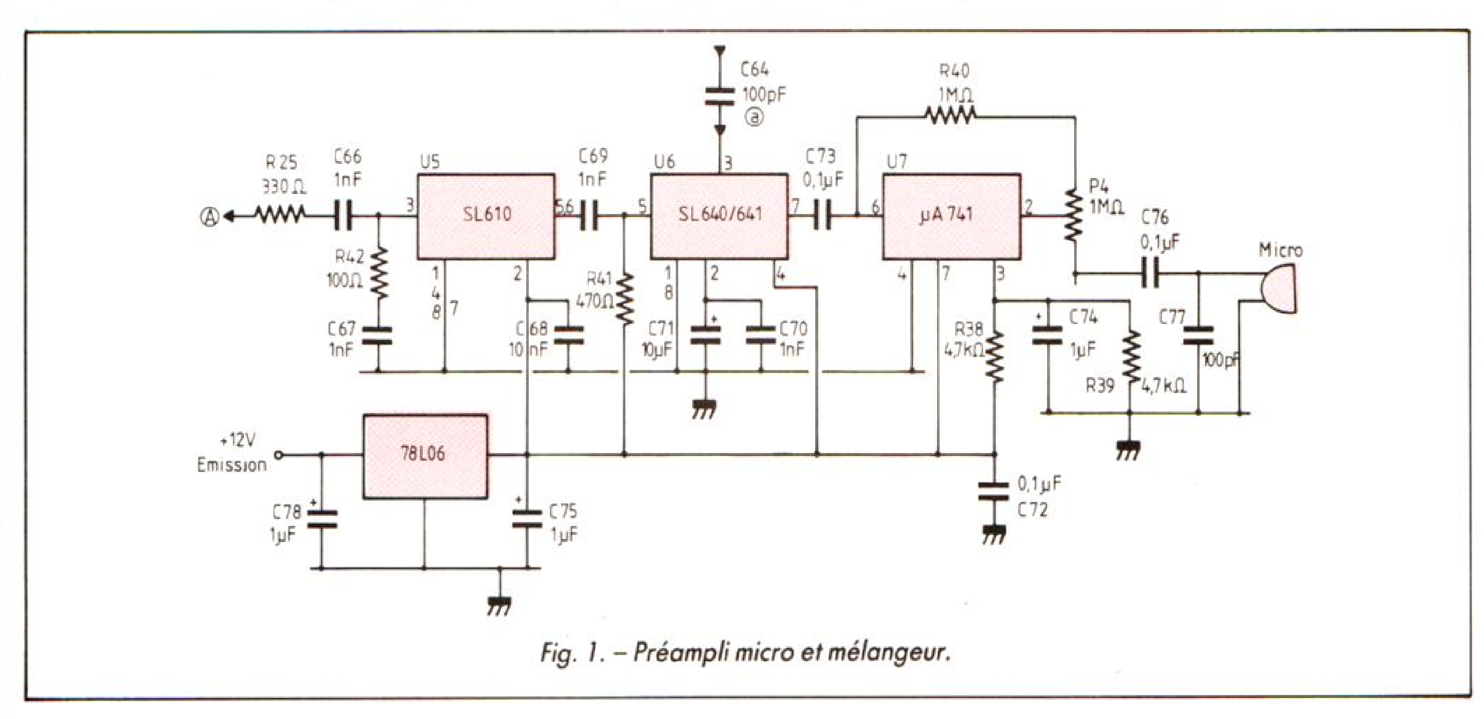



*Fig. 1. – Préampli micro et mélangeur.*

*Fig. 2. – L'ampli de puissance HF.*

## A. LE SYNTHETISEUR DE FREQUENCES

Il n'était pas pensable, il y a quelques années, de faire rentrer dans un volume aussi réduit un synthétiseur de fréquences et un affichage digital avec encodeur optique, le transceiver fût-il monobande. Un circuit intégré spécialisé nous facilite bien la tâche ! Il s'agit du MC145151 de Motorola.
Ce circuit intègre en effet les fonctions principales propres à la synthèse de fréquence.
Nous avons vu que, pour opérer sur 14 MHz avec une FI à 9 MHz, il va nous falloir un oscillateur local allant de 5 à 5 350 MHz au minimum pour couvrir l'ensemble de la bande radioamateur. Il aurait été possible d'utiliser un simple VFO (Variable Frequency Oscillator) avec accord par condensateur variable sur les stations. Mais, outre qu'une très bonne stabilité est difficile à obtenir par ce procédé, il est encore plus compliqué d'avoir une lecture exacte de la fréquence au kHz près sans utiliser un fréquencemètre digital incorporé. Ces deux questions sont résolues par l'emploi du synthétiseur de fréquences.
Voyons-en le fonctionnement.
Le principe général de notre synthétiseur est d'asservir le VCO oscillant de façon naturelle autour de 5 MHz à un quartz, dit de référence, afin de bénéficier de sa stabilité propre.
Pour cela, il faut se fixer la valeur du « pas » minimum de fonctionnement. Nous avons choisi 1 kHz. Ce choix est un compromis entre confort de fonctionnement, capacité de division des compteurs, et surtout pureté spectrale après verrouillage de la boucle. Il s'avère que, pour une couverture de 400 kHz du VCO et une fréquence de fonctionnement à 5 MHz, le pas de 1 kHz donne un oscillateur local extrêmement pur, même sur des stations en télégraphie très puissantes et surtout sans fréquences parasites autour de ces stations (signe que

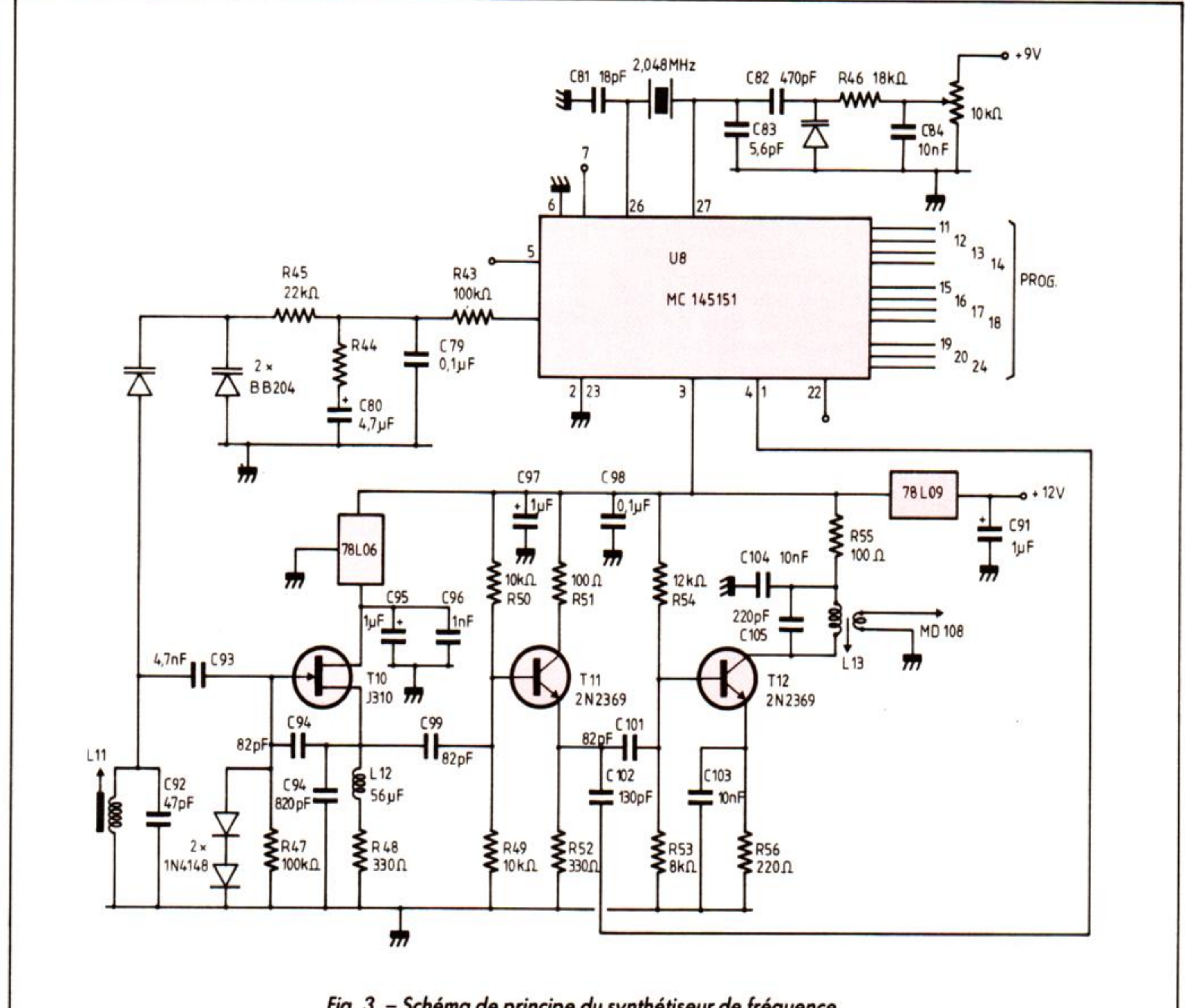


*Fig. 3. – Schéma de principe du synthétiseur de fréquence.*

la réjection de la fréquence de référence est correcte). Nous pensions d'ailleurs inclure un filtre en T ponté pour rejeter éventuellement toute trace de modulation parasite, mais cela n'a pas été nécessaire.

La référence à 1 kHz est obtenue par programmation des diviseurs internes du MC145151, sur les broches 5, 6 et 7. Le quartz est un 2 048 MHz, en boîtier HC18U.

En examinant le schéma théorique, on aura remarqué la présence d'une diode Varicap BA109. Elle est située en parallèle de $C_{83}$ et autorise une variation en fréquence de 1 000 Hz environ. C'est suffisant pour ajuster correctement la fréquence de réception sur le correspondant reçu. Le potentiomètre de 10 kΩ est sorti sur la face avant, près du codeur optique.

## CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DU MC145151

Sans rentrer dans trop de détails sur la structure de ce chip, il convient de connaître ses principales caractéristiques afin d'en contrôler les possibilités.

Tout « nu », c'est-à-dire sans prédiviseur pour en améliorer les performances, il peut grimper à plus de 40 MHz sous une tension de 9 V. Sa consommation à cette fréquence est encore inférieure à 10 mA (4 mA pour 10 MHz) !

Les diviseurs programmables sont accessibles sous 14 bits, ce qui correspond à un facteur de division maximum de : (2 puissance 14) – 1 = 16 383.

Pour la fréquence de référence à quartz, la programmation s'effectue sur 3 bits avec les facteurs de division suivants : 8, 128, 256, 512, 1024, 2048, 2410, 8192.

Voir tableau 1.

Il est à noter également que toutes les entrées de programmation possèdent des résistances internes qui « tirent » automatiquement les niveaux à l'état « 1 » (pull-up = niveau haut). Ceci simplifie l'élaboration du montage dans la mesure où les broches peuvent être laissées « en l'air », ce qui ne doit pas être fait dans les montages C-MOS classiques.

L'oscillateur contrôlé en tension (VCO : Variable Controlled Oscillator) utilise un effet de champ U310 (boîtier métallique) ou J310 (version plastique). Il est rattrapé en fréquence par une double diode Varicap BB104. On remarquera les grandes précautions (indispensables !) prises au niveau du circuit d'alimentation. Le chip synthétiseur est d'abord alimenté sous 9 V par un premier régulateur 78L09 qui fournit également la tension nécessaire aux diviseurs programmables 74C193. Le VCO possède un régulateur séparé 78L06. Cela met l'oscillateur à l'abri de toute modulation parasite par voie d'alimentation, qui constitue à 80 % la source des problèmes rencontrés par de nombreux radioamateurs nous écrivant pour des problèmes de pureté ou de stabilité de leur synthétiseur. Les appels en courant sur l'alimentation sont en effet importants, soit sur les pointes de modulation de l'amplificateur BF en réception ou de la part du P.A. de l'émetteur.

Un premier étage buffer avec 2N2369 fournit la HF en broche 1 du MC145151 pour les diviseurs programmables internes et fermer la boucle. Un deuxième transistor, amplificateur, permet un niveau correct sur le mélangeur MD108, sans charger le VCO lui-même. Une capacité de 220 pF est mise en parallèle sur une FI 10,7 MHz afin de réaliser l'accord sur 5 MHz. Le secondaire va en broche 5 du mélangeur à diodes Schottky. Le niveau correct doit être de + 7 dBm (500 mV). Nous verrons dans la partie « montage pratique » la façon de régler correctement la section synthétiseur.

## B. PROGRAMMATION ET AFFICHAGE DE LA FREQUENCE

Au moment de la mise sous tension de notre transceiver, il convient que la fréquence programmée soit à 14 000 MHz. Cela signifie que l'oscillateur local doit être verrouillé sur 5 000 MHz, puisque nous avons une fréquence intermédiaire à 9 MHz (FI). Au niveau des afficheurs, seuls les trois digits de poids faible vont varier ; l'affichage du 14 est fixe et pourra d'ailleurs être facultatif. Nous avons préféré le visualiser pour des raisons d'esthétique. Ces trois afficheurs sont donc tous à 0, à l'allumage. Trois compteurs/décompteurs 74C192 (ou 40192) sont mis en cascade afin de permettre l'affichage décimal de la fréquence en fonction des impulsions issues du codeur optique.

Les CD4511 convertissent le code BCD (binaire codé décimal) pour les afficheurs sept segments.

Les diviseurs programmables du synthétiseur ont besoin d'être codés en binaire ; il faut donc trois autres compteurs/ décompteurs prépositionnés à 5 000 en binaire, à l'allumage. Ce prépositionnement est assuré par un court niveau bas à l'allumage, provoqué sur les broches 11 des compteurs par une résistance de 5,6 kΩ associée à une capacité de 0,1 μF.

Ceux qui ont l'habitude de la programmation binaire auront compris qu'il faut 13 bits pour obtenir un facteur de division supérieur à 5 000.

D'ailleurs, si nous transcrivons 5000 (décimal) en binaire, cela nous donne :

4192 + 512 + 256 + 128 + 8

soit avec les entrées suivantes

| N | 8 | 128 | 256 | 512 | 1024 | 2048 | 2410 | 8192 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $R_0$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| $R_1$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $R_2$ | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |

*Tableau 1*

| | 1 | 2 | 4 | 8 | 16 | 32 | 64 | 128 | 256 | 512 | 1024 | 2048 | 4096 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 5000 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 5350 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |

*Tableau 2*

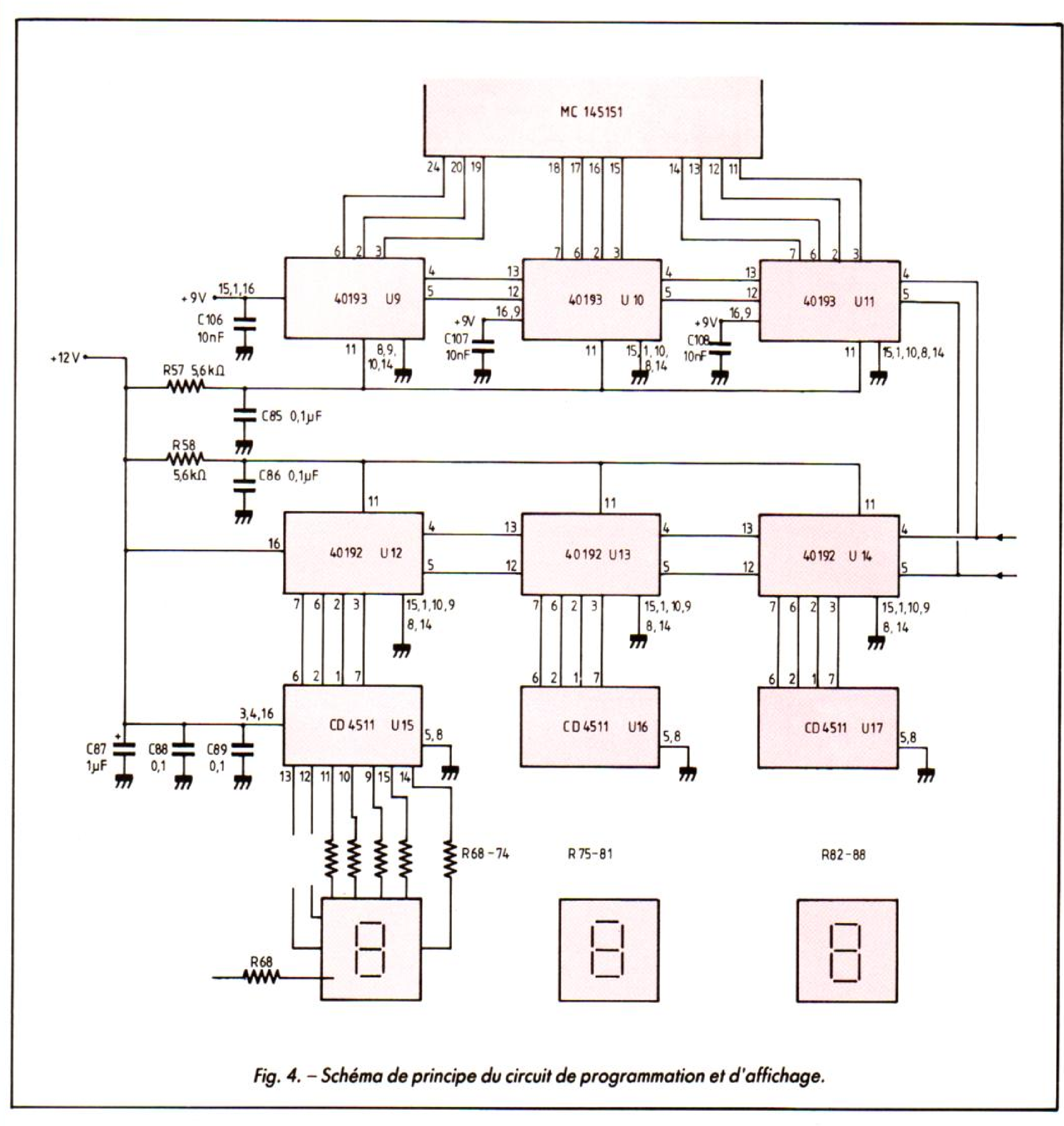



*Fig. 4. – Schéma de principe du circuit de programmation et d'affichage.*

à 1 : broches 14, 18, 19, 20, 22.

En dressant le tableau des deux fréquences extrêmes à couvrir, cela nous donne le tableau 2.

Nous pouvons constater que les deux poids forts (2048 et 4096) ne varient pas, et qu'ils resteront donc à des niveaux fixés définitivement. C'est toujours cela de gagné ! Les autres seront reliés aux 74C193 qui évolueront en fonction des impulsions montantes ou descendantes de l'encodeur optique.

## C. L'ENCODEUR OPTIQUE

Les compteurs-décompteurs servant à la programmation de l'affichage et du synthétiseur de fréquence comportent deux entrées séparées : l'une concerne l'incrémentation, l'autre la décrémentation des adresses (broches 4 et 5). Chacune doit être maintenue à l'état haut pendant que l'autre reçoit les signaux d'avancement (clock). Par un astucieux système (borrow-carry/report-retenue), ces

circuits intégrés peuvent être mis en cascade en fonctionnant soit en binaire pur (ce sont les 74C193), ou en binaire codé décimal (BCD), les 74C192. Nous avons vu cela plus haut.

Divers procédés peuvent permettre leur fonctionnement :

– des boutons-poussoirs, mettant fugitivement l'une des entrées à la masse. Il faut évidemment un dispositif anti-rebonds efficace. Cette solution n'offre que l'avantage de la simplicité, car le nombre de pas à excursionner en BLU peut être important pour « scanner » la bande ;

– un multivibrateur, envoyant des impulsions automatiquement sur les entrées dès que l'on appuie sur le poussoir UP ou DOWN. C'est déjà beaucoup plus pratique, d'autant que l'on peut imaginer un procédé électronique simple permettant d'augmenter la fréquence des impulsions en fonction de la durée de l'appui. Nous avons déjà eu l'occasion de publier un tel montage pour des applications en modulation de fréquence.

Dans les applications BLU, le procédé digital le plus pratique est certainement le codeur optique.

MC 145151
Adresses des compteurs :

| | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | A0 | A1 | A2 | A3 | A4 | A5 | A6 | A7 | A8 | A9 | A10 | A11 | A12 |
| Poids bin. | 1 | 2 | 4 | 8 | 16 | 32 | 64 | 128 | 256 | 512 | 1024 | 2048 | 4096 |

5000 = 4096 + 512 + 256 + 128 + 8
soit les broches 22, 20, 19, 18 et 14 au niveau 1 (haut)

Quartz 2,048 MHz
÷ 2048
1kHz
Comparateur de φ
1kHz
N ÷ 5000
Sortie H.F
VCO 5MHz

Diviseurs de la référence quartz

| | | | |
|---|---|---|---|
| | R0 | R1 | R2 |
| broches | 5 | 6 | 7 |
| | 1 | 0 | 1 = 2048 |

*Fig. 5. – Synoptique du synthétiseur de fréquences.*

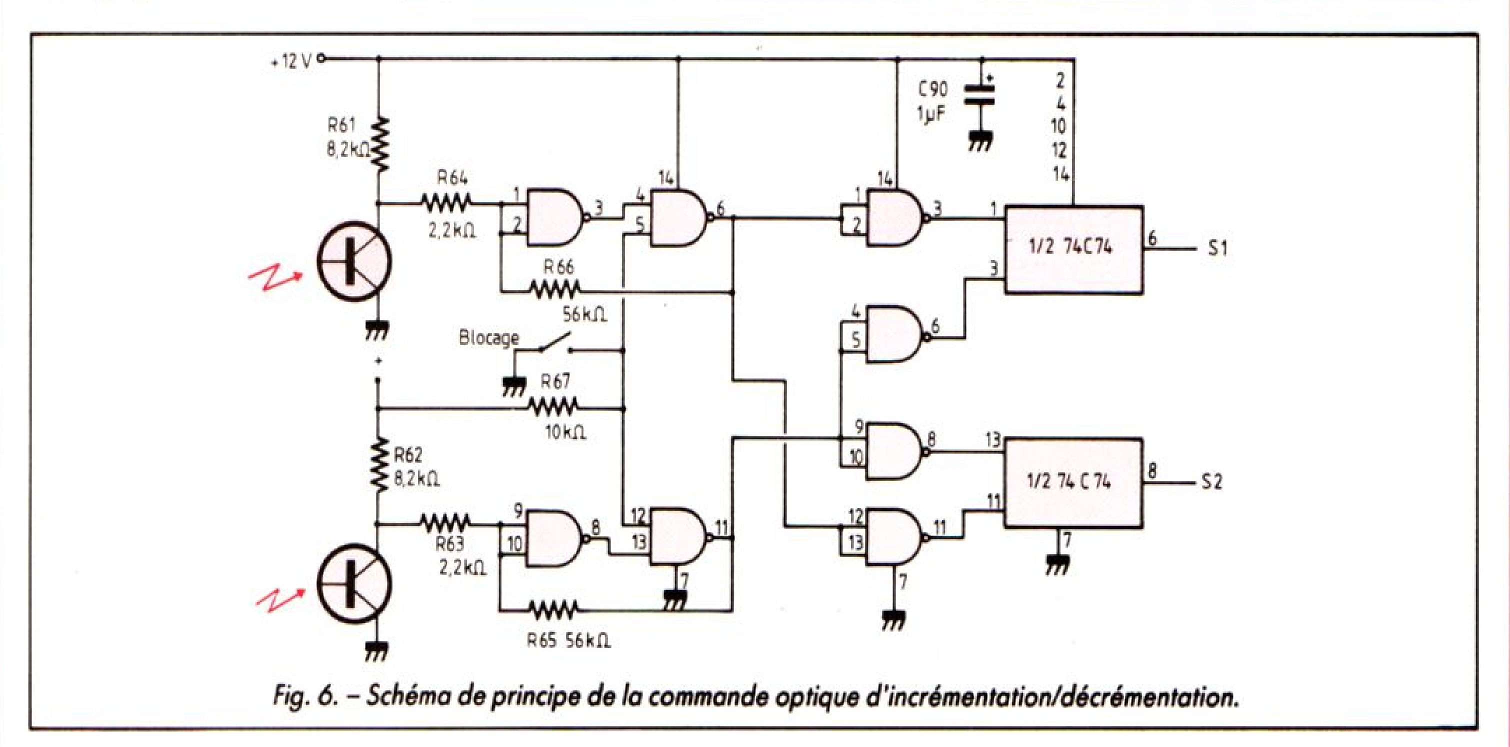



*Fig. 6. – Schéma de principe de la commande optique d'incrémentation/décrémentation.*

Il permet en effet le même confort de réglage que le condensateur variable d'un VFO, avec l'avantage supplémentaire de pouvoir être verrouillé électroniquement (blocage de la fréquence en mobile, par exemple).

## PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le procédé est relativement simple : il consiste à générer des impulsions nécessaires à nos compteurs par interruption d'un rayon lumineux. Un disque présentant une alternance de parties opaques et transparentes à la lumière, solidaire d'un bouton sur la face avant de notre transceiver, fera parfaitement l'affaire. Ce n'est, hélas ! pas suffisant.

Il faut mettre en évidence non seulement l'interruption du rayon lumineux, mais également... le sens de la rotation ! Cela complique évidemment le schéma. On montre qu'il faut alors deux phototransistors : en détectant celui qui sera d'abord éclairé seul, puis le moment où les deux cellules sont éclairées simultanément, il est possible de produire une impulsion « montante » ou « descendante ». Un seul circuit intégré comportant deux bascules effectue ce travail : le 74C74. Afin de convertir les impulsions issues des phototransistors en fronts C-MOS corrects, des portes ont été ajoutées, jouant le rôle de trigger de Schmitt.

La réalisation mécanique peut être extrêmement simplifiée si l'on se contente d'une dizaine de pas par tour. Ce qui s'est avéré suffisant sur notre maquette. Nous en montrerons le détail dans la section « montage pratique ». Il existe des solutions toutes faites d'encodeurs optiques comportant par exemple 500 pas par révolution. Ce n'est pas intéressant pour nous avec un pas de 1 kHz et, de plus, le prix de tels composants est encore très élevé.

Au niveau des détecteurs de lumière, on pourra utiliser soit des phototransistors, soit de petites diodes photosensibles. Il existe également des couples LED/diode photosensible sous forme d'étrier, convenant tout à fait bien dans ce rôle. Testez le sens des diodes à l'ohmmètre avant branchement. Pensez à intercaler une résistance de limitation pour l'alimentation. Certaines sont infrarouges, ne cherchez donc pas à « voir » la source lumineuse : vérifiez le bon fonctionnement au voltmètre.

*(à suivre)*
**M. LEVREL**

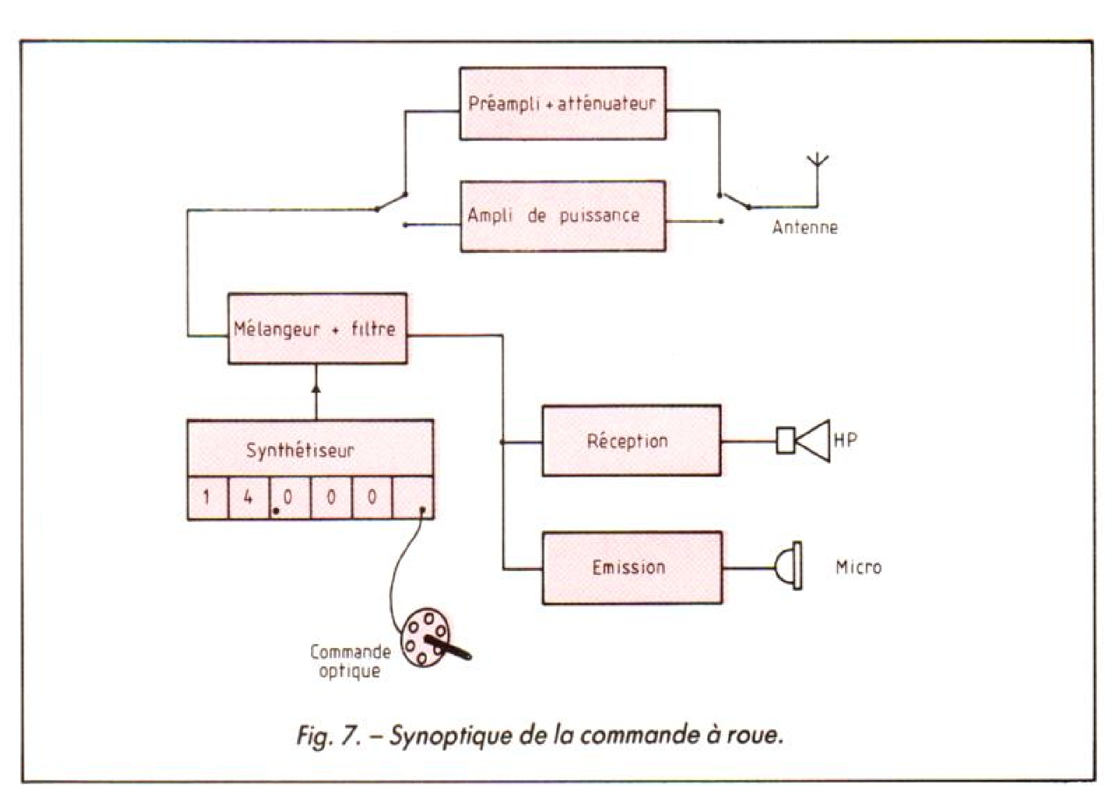



*Fig. 7. – Synoptique de la commande à roue.*

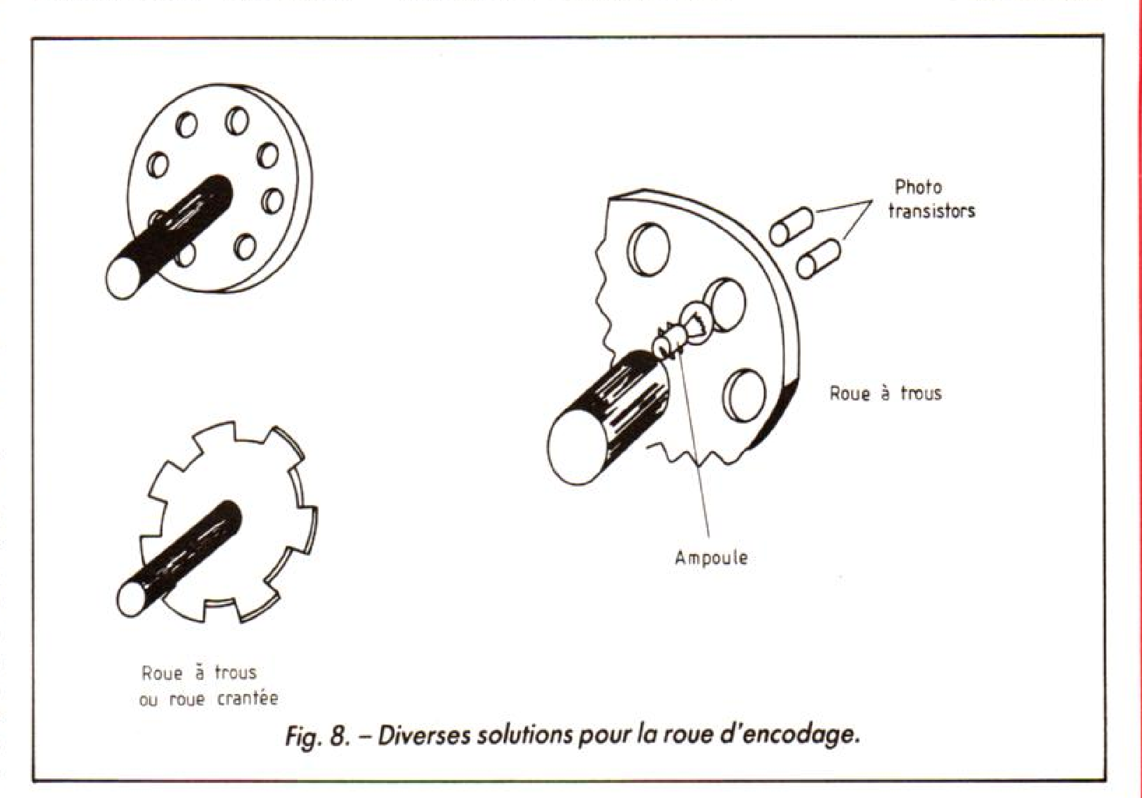



*Fig. 8. – Diverses solutions pour la roue d'encodage.*

# Applications de notre centrale de contrôle domestique :

# UN COMPOSEUR AUTOMATIQUE DE NUMEROS DE TELEPHONE INTERFACES DIVERSES

**Nous poursuivons aujourd'hui l'étude d'applications simples de notre centrale de contrôle domestique afin de vous permettre de disposer d'une bibliothèque de programmes et de schémas vous permettant de mener à bien vos réalisations spécifiques.**
**Nous allons en premier lieu terminer notre présentation d'applications téléphoniques avec un exemple de réalisation d'un système de numérotation automatique. Nous verrons ensuite comment interfacer le 8255 avec le monde extérieur au plan matériel. En effet nous vous avons expliqué, le mois dernier, comment programmer ce circuit, mais vous êtes nombreux à ne pas savoir comment coupler autre chose que des circuits logiques à ses lignes d'entrées/sorties.**

## NUMEROTEUR TELEPHONIQUE

Comme ce fut le cas le mois dernier, nous ne vous proposons pas ci-après une application « clefs en mains » mais plutôt des outils pour réaliser ce que vous souhaitez. Ces outils sont constitués d'un schéma très simple présenté figure 1 et d'un noyau logiciel tout aussi élémentaire visible figure 2.
Ce petit ensemble permet de composer automatiquement des numéros de téléphone, préalablement mémorisés en RAM ou programmés en UV-PROM selon votre application. Il est ainsi possible de constituer une alarme intelligente capable d'appeler un ou plusieurs correspondants et, pour peu que vous utilisiez un des exemples de « répondeurs » vus le mois dernier, vous pouvez lui faire diffuser un message d'alerte.
Nous utilisons, pour réaliser cette application, le circuit d'interface téléphonique universel décrit dans notre précédent numéro, qui comporte la circuiterie adéquate pour réaliser de la numérotation par rupture de boucle, appelée encore numérotation décimale par les PTT. Nous avons retenu ce procédé moins performant que la numérotation à fréquences vocales, car il ne nécessite aucun circuit particulier et qu'il est compatible avec tous les centraux électroniques. La numérotation multifréquences ou fréquences vocales ne fonctionne en effet que sur les centraux électroniques qui ne sont pas encore accessibles par 100 % des abonnés.
La fonction que doit réaliser notre montage est double bien qu'utilisant un seul et même relais. Il faut en effet « décrocher », c'est-à-dire faire coller le relais de prise de ligne puis, après un certain temps qui correspond à l'attente de tonalité, composer le numéro en faisant coller et décoller ce même relais à la cadence adéquate. Rappelons que cette dernière est définie comme suit :
- temps d'ouverture de boucle : 60 ms ;
- temps de fermeture de boucle : 40 ms ;
- une unité de chiffrement est égale à une ouverture suivie d'une fermeture ;
- la pause inter-chiffre doit être de 800 ms.

La réalisation de ces deux fonctions et les contraintes de temps ci-dessus nous ont conduit à choisir la sortie P1.2 du 8052 AH pour réaliser la numérotation proprement dite, et la sortie PA0 du 8255 (ou n'importe quelle autre, cela importe peu) pour commander la prise de ligne. La sortie P1.2 du 8052 AH est, rappelons-le, celle sur laquelle il est possible de récupérer le signal rectangulaire généré par l'instruction PWM qui convient très bien pour faire de la composition de numéro.
Cela étant précisé, nous pouvons commenter le schéma de la figure 1. Au repos, la sortie PA0 du 8255 est à 0, la porte logique ET qui suit est donc fermée et sa sortie est à 0. Le

transistor est bloqué, le relais est décollé ; le montage est donc totalement passif. Lorsque le montage doit numéroter, le programme fait passer PA0 à 1. Comme P1.2 est à 1 au repos, la porte ET s'ouvre et sa sortie passe à 1. Le transistor se sature et colle le relais, réalisant ainsi la prise de ligne. Après une attente à programmer en fonction de votre central téléphonique (quelques secondes suffisent dans le pire des cas), le programme utilise l'instruction PWM pour faire changer P1.2

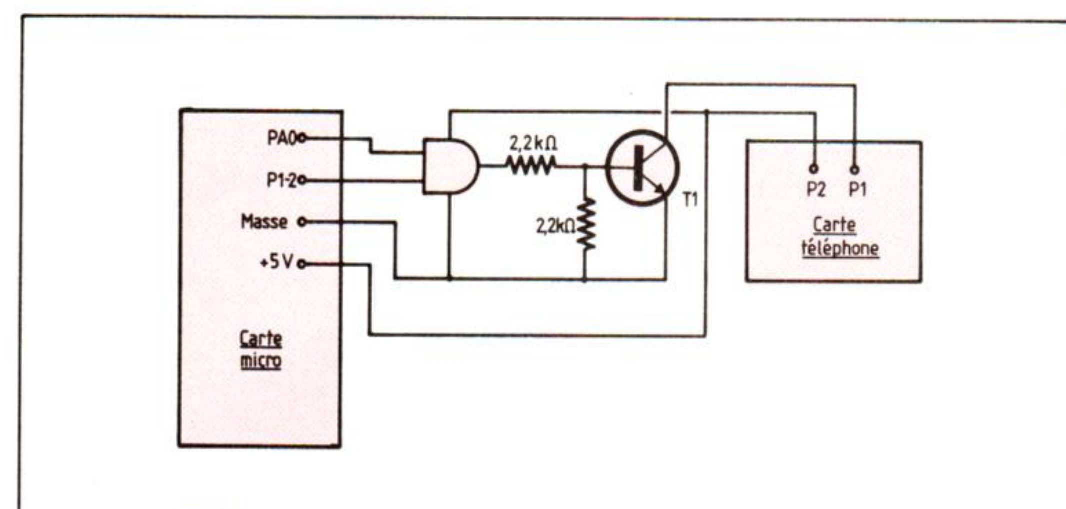



*Fig. 1. – Composeur automatique de numéros de téléphone.*

```
10 XTAL=8000000
20 A=0E000H
30 B=0E001H
40 C=0E002H
50 D=0E003H
60 XBY(D)=8BH
70 XBY(A)=0
80 XBY(A)=01
90 FOR I=1 TO 1000
100 NEXT I
110 DATA 4,2,10,10,3,3,10,5
120 FOR I=1 TO 8
130 READ A
140 FOR J=1 TO 100
150 NEXT J
160 PWM 26600,40000,A
170 NEXT I
180 STOP
```

*Fig. 2. – Noyau de départ d'un programme de composition de numéro de téléphone.*

d'état au rythme adéquat. Le relais suit ces changements et compose ainsi le numéro. En fin d'opération, PWM revient à l'état de repos haut et la ligne reste donc occupée par le montage jusqu'à ce que le programme fasse à nouveau passer PA0 à 0.

Le listing du programme présenté figure 2 est une version simplifiée à l'extrême du processus que nous venons d'exposer. Il vous sera ainsi facile de l'inclure, après l'avoir étoffé, au sein de votre application. Les lignes 10 à 60 sont classiques et ont déjà été commentées le mois dernier ; nous n'y reviendrons donc pas.

La ligne 70 s'assure que PA0 est bien à 0. Elle n'est pas vraiment utile ici puisque nous prenons la ligne en 80 en mettant PA0 à 1, mais il ne faut pas l'oublier, juste après les lignes d'initialisation du 8255, dans un programme réel.

La ligne est donc prise en ligne 80 et une boucle d'attente, en 90 et 100, permet de s'assurer que la tonalité est bien arrivée. Le numéro à composer est ici représenté sous forme de données placées dans un DATA. Les chiffres du numéro sont écrits directement, séparés par des virgules en n'oubliant pas que le 0 est en fait un 10 (un 0 ne fait pas générer 0 impulsion mais 10 impulsions). Vous reconnaissez ainsi dans cet exemple le numéro du *Haut-Parleur* 42.00.33.05. Si le 16 doit être composé, il suffit de l'inclure comme des chiffres classiques. Si vous souhaitez attendre la seconde tonalité

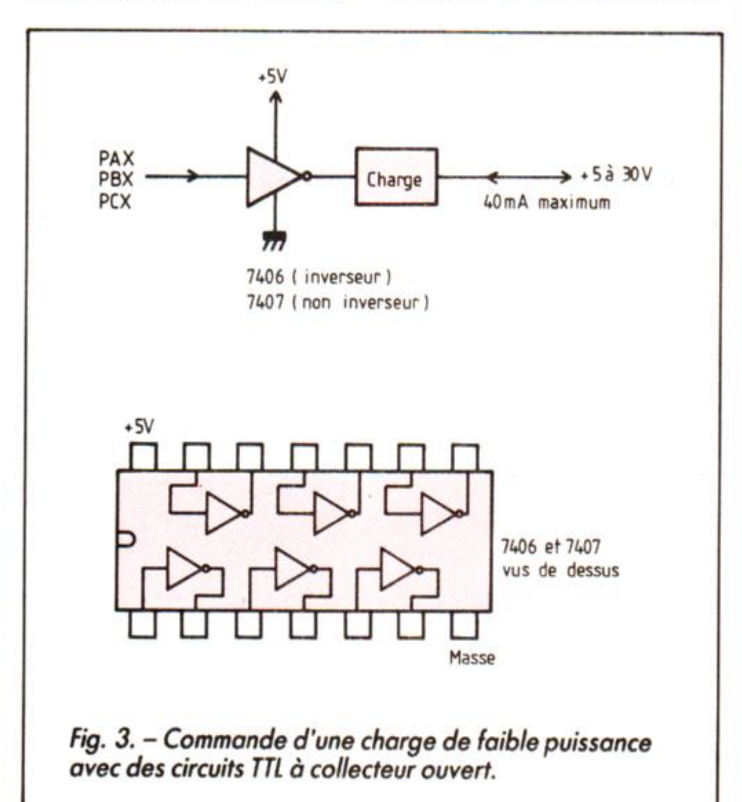



*Fig. 3. – Commande d'une charge de faible puissance avec des circuits TTL à collecteur ouvert.*

après le 16, il suffit de scinder ce programme en deux en écrivant une première partie qui compose le 16, suivie d'une boucle d'attente puis d'une deuxième partie qui compose le reste du numéro.

Les lignes 120 à 170 constituent ensuite la boucle de numérotation proprement dite. Le premier chiffre est lu en 130 puis est suivi d'une boucle d'attente réalisant la pause interchiffre en 130-140 ; enfin la composition proprement dite a lieu en 160 grâce à une seule instruction PWM. Les valeurs utilisées sont valables pour un quartz à 8 MHz et doivent être recalculées pour une fréquence différente. Rappelons à ce sujet que l'instruction PWM s'utilise de la façon suivante :

PWM A, B, C

où A est la durée du temps haut, B la durée du temps bas et C le nombre de périodes du signal ainsi défini. Ces durées respectent la formule :

T en $\mu s$ = A ou B × 12/FQ, où FQ est la fréquence du quartz exprimée en MHz.

Vous voyez donc, au travers de cet exemple, qu'il est très facile de composer un numéro de téléphone avec notre montage puisque le logiciel ne demande que quelques lignes fort simples. Nous en resterons donc là car vous possédez maintenant toutes les informations utiles pour mener à bien n'importe quelle application en ce domaine.

## INTERFAÇAGE DU 8255 EN SORTIE

Les entrées/sorties du 8255 sont, comme pour la majorité des circuits logiques, compatibles TTL. Elles n'admettent donc que des tensions comprises entre 0 et 5 V et ne peuvent fournir que les mêmes tensions sous une intensité qui ne peut dépasser quelques milliampères. Il est donc nécessaire de réaliser des circuits d'adaptation appropriés lorsque le 8255 doit commander autre chose que le contrôleur universel qui teste si votre programme fonctionne bien !

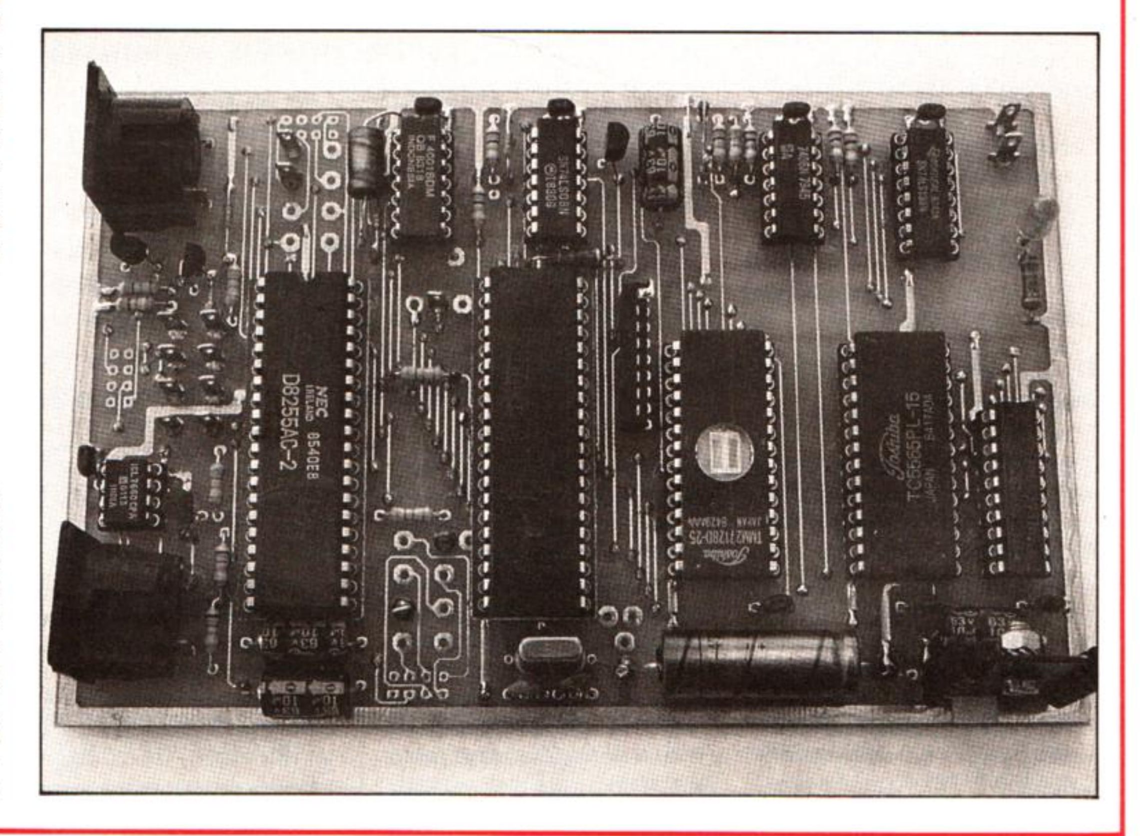
+5 à +50V
Charge
2N2222 A
5 Ampères maximum
PAX
PBX
PCX
1kΩ
2,2kΩ
2N3055

*Fig. 4. – Utilisation de transistors montés en darlington pour des charges plus importantes.*

Si vous souhaitez commander des LED ou des charges qui ne consomment que quelques dizaines de milliampères, il est possible d'utiliser des portes TTL à collecteur ouvert telles que les inverseurs 7406 ou les buffers non inverseurs 7407. Ces circuits, comme tous circuits logiques, s'alimentent en 5 V mais le collecteur du transistor de sortie peut commander une charge reliée à une tension maximum de 30 V. En revanche, il ne faut pas lui faire commuter plus de 40 mA, surtout si vous utilisez les 6 amplis contenus dans un même boîtier dont la dissipation totale risque alors d'être dépassée.

Si cela ne vous suffit pas, vous pouvez passer aux transistors classiques montés en darlington comme indiqué figure 4 par exemple. Avec un 2N 2222A suivi d'un 2N3055, vous pouvez ainsi commuter quelques ampères sous une tension pouvant aller jusqu'à 50 V. Attention toutefois, s'il s'agit d'une charge selfique telle que la bobine d'un relais, à monter une diode en inverse sur celle-ci. Dans le cas contraire, la surtension due à la rupture brusque du courant dans la bobine détruirait immédiatement (quelques microsecondes) le transistor de commande.

Si plusieurs charges doivent être commandées de la sorte et qu'un courant inférieur à 500 mA vous suffise, vous pouvez faire appel à un ULN 2003 comme indiqué figure 5. C'est moins cher et surtout moins encombrant que l'équivalent complet à transistors.



Si vous désirez commander une charge reliée au secteur, il est possible d'utiliser un relais lui-même activé par un des montages vus ci-avant (c'est d'ailleurs la solution la moins coûteuse), mais, si vous êtes pour les solutions « tout électronique », vous pouvez aussi faire appel à un photocoupleur et réaliser le montage de la figure 6 qui est un pseudo-relais statique. L'isolement dû au photocoupleur est au moins de 750 volts ; c'est donc plus qu'il ne faut !

Tous les montages vus ci-avant ne font qu'amplifier le courant et (ou) la tension de sortie du 8255. Ils ne changent donc en rien son utilisation logicielle, et le fait d'écrire un 1 dans un registre de sortie par exemple fait toujours passer à 1 la sortie correspondante. Ce « 1 » logique TTL est alors amplifié pour commander la charge, mais c'est tout.

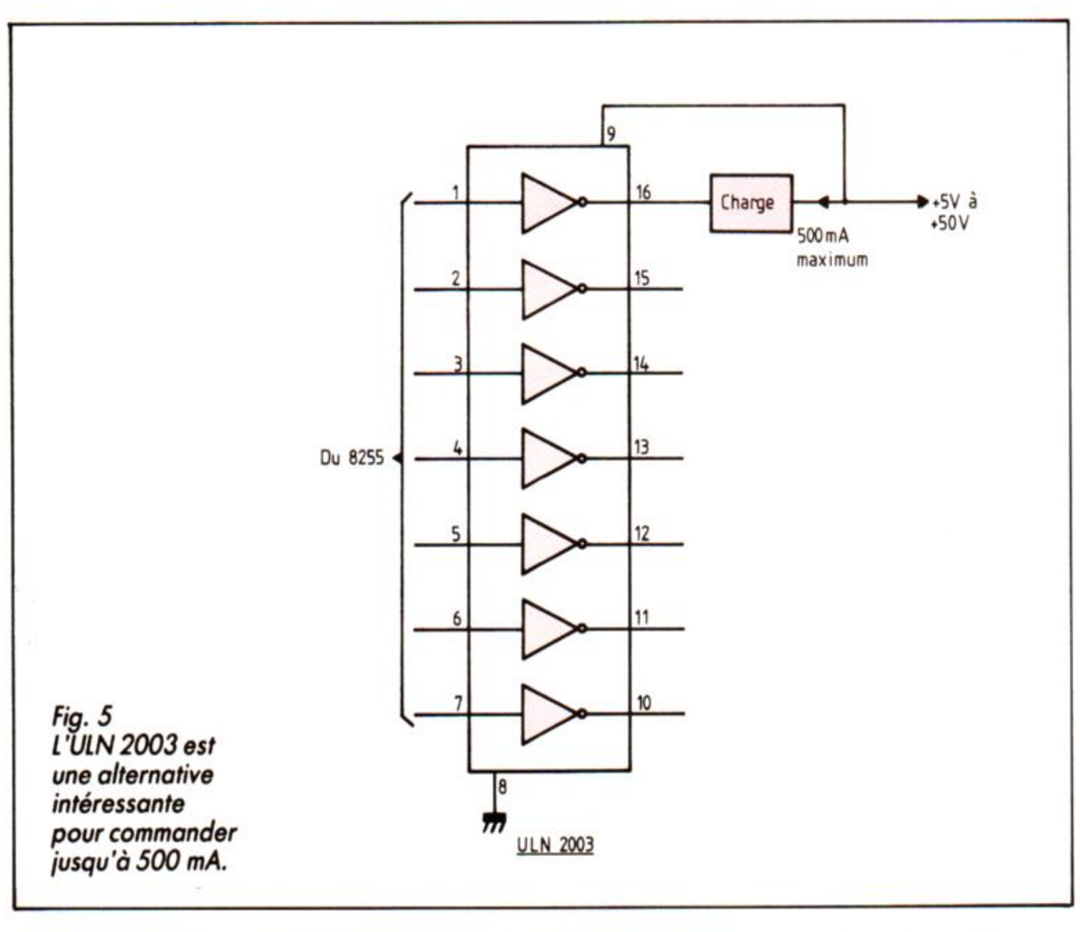



*Fig. 5*
*L'ULN 2003 est une alternative intéressante pour commander jusqu'à 500 mA.*

## INTERFAÇAGE DU 8255 EN ENTREE

L'interfaçage du 8255 avec des interrupteurs ou des poussoirs de clavier ne présente aucune difficulté. Si seulement quelques informations sont à exploiter, de simples interrupteurs câblés comme indiqué figure 7 suffisent. Lorsqu'ils sont ouverts, on lit un 1 dans le registre d'entrée du 8255, et un 0 lorsqu'ils sont fermés. Si ces interrupteurs sont scrutés lentement, il n'y a pas de précaution particulière à prendre. Dans le cas contraire il faut prévoir une logique antirebondissement qui sera avantageusement réalisée par logiciel. Il suffit pour cela de lire deux fois de suite le registre d'entrée à quelques millisecondes d'intervalle et de vérifier que l'on trouve pareil. Dans le cas contraire, il y a rebondissement ou parasite.

Si de nombreuses touches sont nécessaires, il est possible de faire appel à un vrai clavier ou à des modèles souples tels ceux commercialisés par Mecanorma et visibles sur les photos ci-jointes. Ces claviers sont le plus souvent câblés en matrice afin de réduire le nombre de connexions et, plutôt que les décoder au moyen de circuits logiques comme indiqué par exemple dans le fascicule qui accompagne les Mecanorma, il est possible de faire cela entièrement par programme.

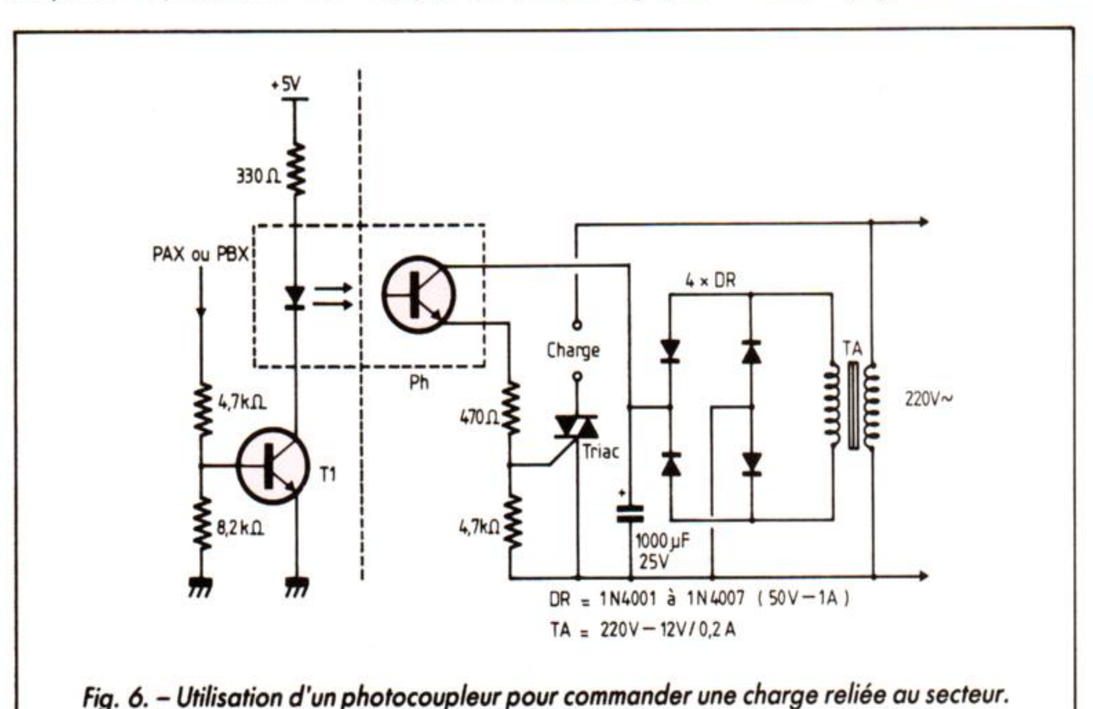



*Fig. 6. – Utilisation d'un photocoupleur pour commander une charge reliée au secteur.*

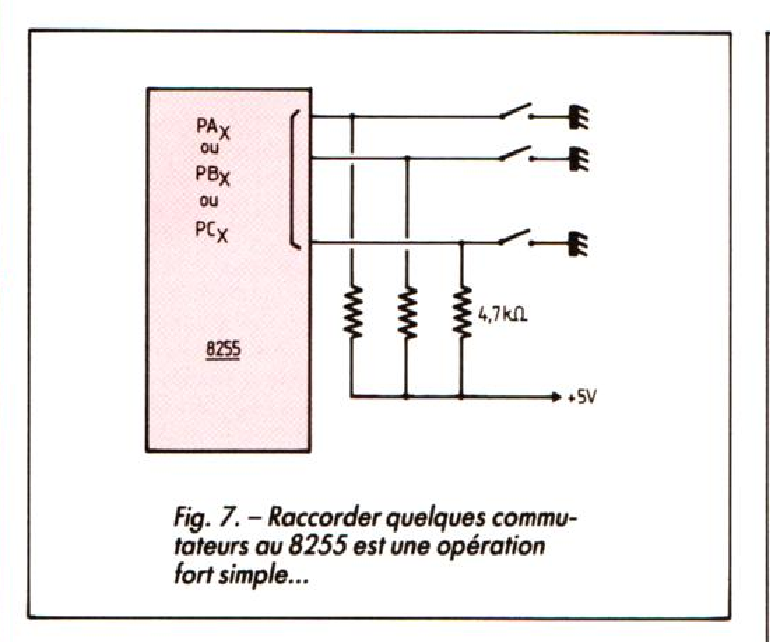



*Fig. 7. – Raccorder quelques commutateurs au 8255 est une opération fort simple...*

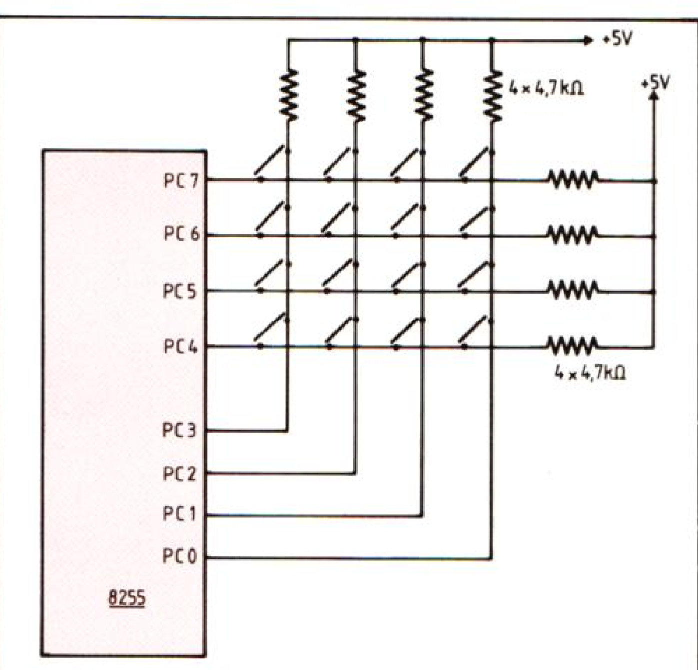



*Fig. 8. – ...mais faire de même pour un clavier en matrice l'est également.*

La figure 8 donne un exemple de connexion d'un clavier 16 touches sur le port C du 8255. Le principe de décodage est fort simple. On place la moitié C0 à C3 en sortie et la moitié C4 à C7 en entrée. On fait ensuite sortir sur C0 à C3 le mot 0000. La lecture de C4 à C7 permet donc de trouver sur quelle ligne se trouve la touche actionnée puisque ce sera la seule ligne à être à 0, les autres étant maintenues à 1 par les résistances de rappel au + 5 V.

On permute ensuite le rôle des entrées et sorties et on applique sur C4 à C7 le mot 0000. La lecture de C0 à C3 permet donc cette fois-ci de trouver dans quelle colonne se trouve la touche actionnée. Comme on connaît ligne et colonne, on sait ainsi exactement sur quelle touche l'utilisateur a appuyé. Bien sûr, il faut ajouter à tout cela quelques boucles de temporisation faisant fonction d'antirebondissement mais, avec le Basic du 8052 AH, c'est un jeu d'enfant.

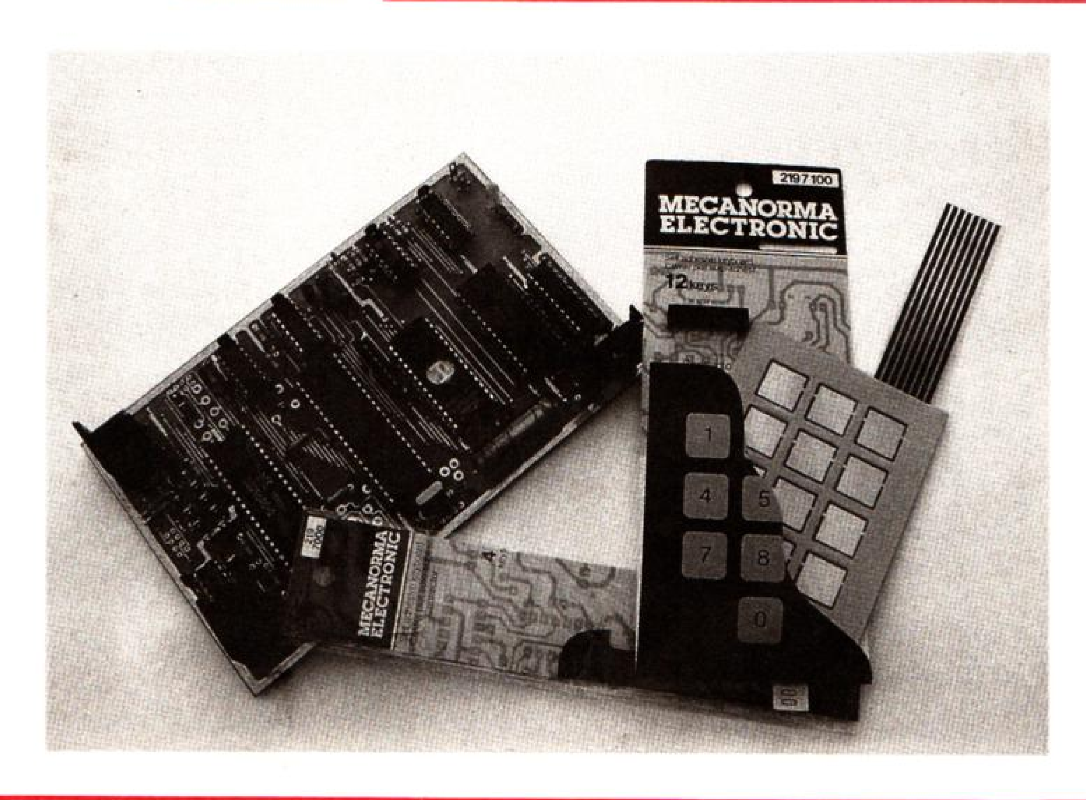
## DES INTERFACES PLUS EVOLUEES

Nous n'avons vu pour l'instant que des interfaces relativement simples et, en tout cas, binaires ou tout ou rien si vous préférez. Il serait dommage de restreindre notre contrôleur à cela et, pour ce faire, il est nécessaire de pouvoir l'interfacer avec des grandeurs analogiques ou continuement variables. Il faut pour cela utiliser des convertisseurs analogiques/digitaux pour l'entrée et des digitaux/analogiques pour la sortie.

**C. TAVERNIER**

## CONCLUSION

Comme vous pouvez le constater, nous avons encore du pain sur la planche. Cela ne doit pas vous inquiéter, bien au contraire, c'est en effet une preuve flagrante de l'universalité de notre montage.



NOUVELLES CASSETTES AGFA.

# PARLEZ-EN A VOS OREILLES

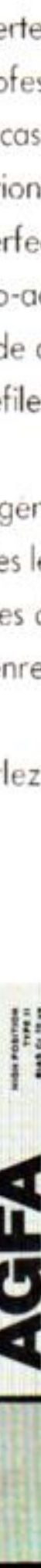
Une nouvelle fois, AGFA innove. En proposant une gamme audio entièrement nouvelle, Agfa démontre que technologie et savoir-faire restent ses principales qualités.

Grâce à ses découvertes, mises au point pour les bandes professionnelles, Agfa hisse ses nouvelles cassettes à un niveau de qualité exceptionnel.

Tout concourt à la perfection : hautes performances électro-acoustiques, absence totale de bruit de défilement, parfaite régularité du défilement de la bande.

Avec cette nouvelle génération de cassettes, retrouvez toutes les couleurs du son, toutes les nuances de la musique. C'est la perfection, enregistrement après enregistrement.

Dans tous les cas, parlez-en à vos oreilles.















hélier